

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-120298

(43)公開日 平成9年(1997)5月6日

(51)Int Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 0 L 9/14			G 1 0 L 9/14	J
				G
H 0 4 B 14/04			H 0 4 B 14/04	E
// H 0 3 M 7/30		9382-5K	H 0 3 M 7/30	Z

審査請求 未請求 請求項の数20 F D 外国語出願 (全105頁)

(21)出願番号 特願平8-182611

(22)出願日 平成8年(1996)6月7日

(31)優先権主張番号 4 8 2 7 0 8

(32)優先日 1995年6月7日

(33)優先権主張国 米国 (U S)

(71)出願人 595119464

エイ・ティ・アンド・ティ・アイピーエム・コーポレーション

アメリカ合衆国, 33134 フロリダ, コーラル ゲーブルズ, ボンス ド レオン
ブウルヴァード 2333

(72)発明者 ピーター クルーン

アメリカ合衆国, 08812 ニュージャージー
ー, グリーン ブルック, スワンソン レ
ー 28

(74)代理人 弁理士 三俣 弘文

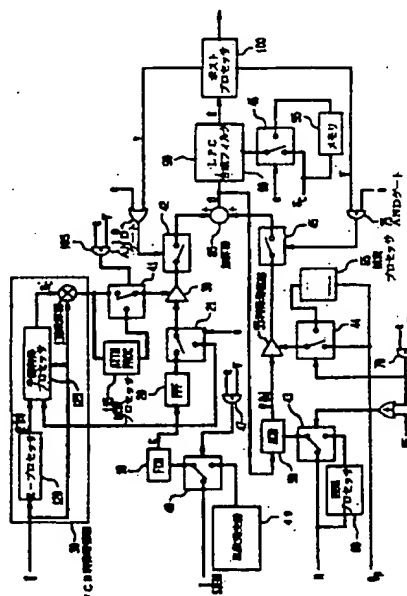
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 フレーム消失の間の音声復号に使用する音声の有声/無声分類

(57)【要約】

【課題】 フレーム消失がある場合の音声復号器の動作を改善する。

【解決手段】 本発明による音声復号器は、適応コードブックからなる第1部分と、固定コードブックからなる第2部分とを有する。復号器は、現フレームの圧縮音声情報の少なくとも一部を信頼性良く受信することができない場合に前記第1部分または第2部分からの出力信号に選択的に基づいて音声励振信号を生成する。このために、復号器は、生成すべき音声信号を周期的または非周期的と分類した後、この分類に基づいて励振信号を生成する。音声信号が周期的と分類された場合、第1部分からの出力信号に基づいて第2部分からの出力信号には基づかずに励振信号が生成される。音声信号が非周期的と分類された場合、第2部分からの出力信号に基づいて第1部分からの出力信号には基づかずに励振信号が生成される。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項1】 適応コードブックからなる第1部分と、固定コードブックからなる第2部分とを有し、現フレームの圧縮音声情報の少なくとも一部を信頼性良く受信することができない場合に前記第1部分または第2部分からの出力信号に基づいて音声励振信号を生成する音声復号器で使用する音声復号方法において、前記復号器によって生成すべき音声信号を周期的または非周期的と分類する分類ステップと、音声信号が周期的と分類された場合に前記第1部分からの出力信号に基づいて前記第2部分からの出力信号には基づかずに前記励振信号を生成し、音声信号が非周期的と分類された場合に前記第2部分からの出力信号に基づいて前記第1部分からの出力信号には基づかずに前記励振信号を生成するステップとからなることを特徴とする音声復号方法。

【請求項2】 前期分類ステップは適応ポストフィルタによって提供される情報に基づいて実行されることを特徴とする請求項1の方法。

【請求項3】 音声信号の分類は前フレームで受信された圧縮音声情報に基づくことを特徴とする請求項1の方法。

【請求項4】 前記第1部分からの出力信号は前記適応コードブックからのベクトル信号に基づいて生成され、前記方法は、前フレームで前記復号器によって受信された音声信号のピッチ周期の尺度に基づいて適応コードブック遅延信号を求めるステップと、前記適応コードブック遅延信号を用いてベクトル信号を選択するステップとをさらに有することを特徴とする請求項1の方法。

【請求項5】 前記適応コードブック遅延信号を求めるステップは、一つ以上の音声信号サンプル期間だけ音声信号のピッチ周期を増加させるステップからなることを特徴とする請求項4の方法。

【請求項6】 前記第1部分は、前記適応コードブックからのベクトル信号とスケール因子とに基づいて増幅信号を生成する増幅器をさらに有し、前記方法は、前フレームで前記復号器によって受信されたスケール因子情報に基づいてスケール因子を求めるステップをさらに有することを特徴とする請求項1の方法。

【請求項7】 前記スケール因子を求めるステップは、前フレームのスケール因子情報に対応するスケール因子を減少させるステップを含むことを特徴とする請求項6の方法。

【請求項8】 前記第2部分からの出力信号は前記固定コードブックからのベクトル信号に基づいており、前記方法は、乱数発生器を用いて固定コードブックインデックス信号を求めるステップと、

前記固定コードブックインデックス信号を用いてベクトル信号を選択するステップとをさらに有することを特徴とする請求項1の方法。

【請求項9】 前記第2部分は、前記固定コードブックからのベクトル信号とスケール因子とに基づいて増幅信号を生成する増幅器をさらに有し、前記方法は、前フレームで前記復号器によって受信されたスケール因子情報に基づいてスケール因子を求めるステップをさらに有することを特徴とする請求項1の方法。

10 【請求項10】 前記スケール因子を求めるステップは、前フレームのスケール因子情報に対応するスケール因子を減少させるステップを含むことを特徴とする請求項9の方法。

【請求項11】 通信チャネルから受信される圧縮音声情報に基づいて音声信号を生成する音声復号器において、当該音声復号器は、適応コードブックメモリと、固定コードブックメモリと、前記復号器によって生成すべき音声信号を周期的または非周期的と分類する分類手段と、
20 励振信号を形成する励振信号形成手段とからなり、当該励振信号形成手段は、

現フレームの圧縮音声情報の少なくとも一部を信頼性良く受信することができない場合に励振信号を形成する第1手段と、前記励振信号に基づいて音声信号を合成する線形予測フィルタとからなり、前記第1手段は、生成すべき音声信号が周期的と分類された場合に前記適応コードブックメモリからの出力信号に基づいて前記固定コードブックメモリからの出力信号には基づかずに前記励振信号を生成し、生成すべき音声信号が非周期的と分類された場合に前記固定コードブックメモリからの出力信号に基づいて前記適応コードブックメモリからの出力信号には基づかずに前記励振信号を生成することを特徴とする音声復号器。

【請求項12】 前記分類手段は適応ポストフィルタの一部からなることを特徴とする請求項11の音声復号器。

【請求項13】 前記分類手段は、前フレームで受信された圧縮音声情報に基づいて音声信号を分類することを特徴とする請求項11の音声復号器。

40 【請求項14】 前フレームで前記復号器によって受信された音声信号のピッチ周期の尺度に基づいて適応コードブック遅延信号を求める手段と、前記適応コードブック遅延信号を用いて前記適応コードブックメモリからベクトル信号を選択する手段とをさらに有することを特徴とする請求項11の音声復号器。

【請求項15】 前記適応コードブック遅延信号を求める手段は、一つ以上の音声信号サンプル期間だけ音声信号のピッチ周期を増加させる手段からなることを特徴とする請求項14の音声復号器。

【請求項16】 前記適応コードブックメモリからのベクトル信号とスケール因子とに基づいて増幅信号を生成する増幅器と、

前フレームで前記復号器によって受信されたスケール因子情報に基づいてスケール因子を求める手段とをさらに有することを特徴とする請求項11の音声復号器。

【請求項17】 前記スケール因子を求める手段は、前フレームに対応するスケール因子を減少させる手段を含むことを特徴とする請求項16の音声復号器。

【請求項18】 固定コードブックベクトル信号を選択する際に用いる固定コードブックインデックス信号を求めるための乱数発生器をさらに有することを特徴とする請求項11の音声復号器。

【請求項19】 前記固定コードブックからのベクトル信号とスケール因子とに基づいて増幅信号を生成する増幅器と、

前フレームで前記復号器によって受信されたスケール因子情報に基づいてスケール因子を求める手段とをさらに有することを特徴とする請求項11の音声復号器。

【請求項20】 前記スケール因子を求める手段は、前フレームに対応するスケール因子を減少させる手段を含むことを特徴とする請求項19の音声復号器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、通信システムで用いる音声符号化方式に関し、特に、伝送中にバースト誤りが生じた場合の音声符号器の動作方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 セルラ電話システムやパーソナル通信システムのような多くの通信システムは、情報を通信するために無線チャンネルに基づいている。情報の通信中に、無線通信チャンネルは、マルチパスフェージングのようないくつかの誤り源からの影響を受けることがある。このような誤り源は、とりわけ、フレーム消失の問題を引き起こすことがある。消失とは、受信器へ通信されるビットの集合の全損失または全部もしくは一部の破損のことである。フレームとは、通信チャンネルを通じて一部ロックとして通信されるあらかじめ定められた固定数のビットのことである。従って、フレームは音声信号の時間セグメントを表すこともある。

【0003】 一フレーム分のビットが完全に損失した場合、受信器には解釈すべきビットはない。このような状況では、受信器は無意味な結果を生じる可能性がある。一フレーム分の受信ビットが破損しているため信頼性がない場合、受信器は非常に歪んだ結果を生じる可能性がある。いずれの場合にも、そのフレームは受信器が利用（使用）不能であるという意味で、そのフレームのビットは「消失」したとみなすことができる。

【0004】 無線システム容量に対する需要が増大するとともに、利用可能な無線システム帯域幅を最大限に利

用する必要性が生じている。システム帯域幅の使用の効率性を高める一つの方法は、信号圧縮技術を使用することである。音声信号を伝送する無線システムでは、音声圧縮（あるいは音声符号化）技術がこの目的のために使用される。このような音声符号化技術には、周知の符号励振線形予測（CELP）音声符号器のような「合成による分析」音声符号器がある。

【0005】 音声符号化装置を使用するバケット交換網におけるバケット損失の問題は、無線の場合のフレーム消失と良く類似している。すなわち、バケット損失により、音声復号器は、フレームを受信することができないか、または、多数のビットが欠けたフレームを受信することがある。いずれの場合でも、音声復号器には同じ本質的な問題が提示される。すなわち、圧縮された音声情報の損失にもかかわらず音声合成する必要があるという問題である。「フレーム消失」および「バケット損失」はいずれも伝送ビットの損失を引き起こす通信チャネル（あるいはネットワーク）に関係する。本明細書では、「フレーム消失」という用語は「バケット損失」を含むものとする。

【0006】 とりわけ、CELP音声符号器は原音声信号を符号化するために励振信号のコードブックを使用する。この励振信号は、励振利得倍にスケールされ、励振にตอบสนองして音声信号（または音声信号の何らかの前駆体）を合成するフィルタを「励振」するために使用される。合成された音声信号は原音声信号と比較される。原音声信号に最も良く一致する合成音声信号を生じるコードブック励振信号が識別される。その後、識別された励振信号のコードブックインデックスおよび利得の表示

（これ自体が利得コードブックインデックスであることも多い）がCELP復号器へ通信される（CELP方式のタイプに応じて、線形予測（LPC）フィルタ係数のような他のタイプの情報も通信されることもある）。復号器はCELP符号器のものと同一のコードブックを有する。復号器は、送信されたインデックスを用いて励振信号および利得値を選択する。この選択されたスケールされた励振信号は、復号器のLPCフィルタを励振するために使用される。このように励振されると、復号器のLPCフィルタは復号された（あるいは量子化された）音声信号（これは、前に原音声信号に最も近いと判定されたのと同じ音声信号である）を生成する。

【0007】 あるCELP方式では、周期性モデル（例えば、ピッチ予測フィルタあるいは適応コードブック）のような他の要素を使用する。このモデルは、有声音性の周期性をシミュレートする。このようなCELP方式では、これらの要素に関係するパラメータも復号器へ送信されなければならない。適応コードブックの場合、復号器が音声合成過程で適応コードブックの動作を再生成することができるように、ピッチ周期（遅延）および適応コードブック利得を表す信号も復号器へ送信されな

ればならない。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】音声符号器を使用する無線システムおよびその他のシステムは、音声圧縮しないシステムよりもフレーム消失の問題に敏感となることがある。この敏感さは、符号化音声の冗長度が減少することにより伝送される各ビットの損失が（符号化されていない音声に比べて）重大になることによる。フレーム消失を受けるCELP音声符号器の場合、励振信号コードブックインデックスおよびフレーム内で音声を表すその他の信号が損失またはかなり破損することにより、復号器における音声の正しい合成が妨げられることがある。例えば、消失フレームのため、CELP復号器は、音声を合成するためにコードブック内のどのエントリを使用すべきかを信頼性良く識別することができないことがある。その結果、音声符号化システムのパフォーマンスは大幅に劣化する可能性がある。

【0009】フレーム消失は励振信号コードブックインデックス、LPC係数、適応コードブック遅延情報、ならびに適応コードブックおよび固定コードブックの利得情報の損失を引き起こすため、音声復号器において励振信号を合成するための通常の技術は有効でない。従って、これらの通常の技術を別の方法で置き換えなければならない。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、音声復号器は、適応コードブックからなる第1部分と、固定コードブックからなる第2部分とを有する。復号器は、現フレームの圧縮音声情報の少なくとも一部を信頼性良く受信することができない場合に前記第1部分または第2部分からの出力信号に選択的に基づいて音声励振信号を生成する。このために、復号器は、生成すべき音声信号を周期的または非周期的と分類した後、この分類に基づいて励振信号を生成する。

【0011】音声信号が周期的と分類された場合、第1部分からの出力信号に基づいて第2部分からの出力信号には基づかず励振信号が生成される。音声信号が非周期的と分類された場合、第2部分からの出力信号に基づいて第1部分からの出力信号には基づかず励振信号が生成される。

【0012】本発明に関する説明は、発明の詳細な説明の第I I. B. 1節および2節を参照されたい。

【0013】

【発明の実施の形態】

【I. 序論】本発明は、フレーム消失（すなわち、圧縮されたビットストリーム中の連続するビットのグループの損失であって、そのグループは通常は音声を合成するために使用される）を受ける音声符号化システムの動作に関する。以下の説明は、例として、国際標準G. 729として採用されるためにITUに提案された8kbi

t/sのCELP音声符号化方式に適用された本発明の特徴に関するものである。読者の便のため、G. 729標準の予備的勧告草案を「付録」として添付する（この草案を以下では「G. 729草案」と呼ぶ）。G. 729草案は、音声符号器および音声復号器の詳細な記述を含む（それぞれG. 729草案第3節および第4節参照）。本発明の実施例は、G. 729草案第4. 3節に詳細に記載されているような、通常のG. 729復号器動作の改良に関するものである。本発明を実現するために符号器には変更の必要はない。

【0014】本発明は、提案されているG. 729標準に適用可能であるだけでなく、当業者であれば、本発明の特徴は他の音声符号化方式にも適用可能であることが理解される。

【0015】一つ以上のフレームの消失に関する情報が、本発明の実施例への入力信号eである。このような情報は、当業者に周知の任意の従来の方法で取得可能である。例えば、全部または一部が破損したフレームは、通常の誤り検出符号の使用により検出可能である。フレームが消失していると判定された場合、e=1とされ、後述のような特別の手続きが開始される。そうでない場合、すなわち、消失していない場合（e=0）、通常の手続きが使用される。従来の誤り保護符号が、無線通信システムの従来の無線送受審査部システムの一部として実装可能である。

【0016】消失（e=1）の結果として適用される修正手段の完全なセットの適用に加えて、本発明の復号器は、パリティ誤りが検出された場合にそのような手段のサブセットを使用する。パリティビットは、符号化された音声のフレームの2個のサブフレームのうちの第1のサブフレームのピッチ遅延インデックスに基づいて計算される（G. 729草案第3. 7. 1節参照）。このパリティビットは復号器によって計算され、符号器から受信されるパリティビットと比べて検査される。二つのパリティビットが同じでない場合、遅延インデックスは破損しているとされ（実施例ではPE=1）、ピッチ遅延の特別の処理が呼び出される。

【0017】説明を明確にするため、本発明の実施例は、個別の機能ブロックからなるものとして提示される。これらのブロックが表している機能は、ソフトウェアを実行可能なハードウェアを含む共用または専用のハードウェアの使用により提供可能である（しかし、そのようなものに限定されるものではない）。例えば、図1に示されるブロックは、単一の共用プロセッサによって提供可能である。（「プロセッサ」という用語の使用は、ソフトウェアを実行可能なハードウェアのみを指すものと解釈してはならない。）

【0018】実施例は、AT&TのDSP16またはDSP32Cのようなデジタル信号プロセッサ（DSP）ハードウェア、後述の動作を実行するソフトウェア

を記憶する読み出し専用メモリ（ROM）、および、DSPの結果を記憶するランダムアクセスメモリ（RAM）からなることが可能である。超大規模集積（VLSI）ハードウェアによる実施例や、カスタムVLSI回路を汎用DSP回路と組み合わせた実施例も可能である。

【0019】【II. 実施例】図1に、本発明により改良されたG. 729草案のブロック図を示す（図1は、G. 728標準草案の図3を、本発明の特徴を明確に例示するように修正したものである）。通常動作時（すな

わち、フレーム消失を受けていない場合）には、復号器はG. 729草案に従って第4. 1～4. 2節に記載されているように動作する。フレーム消失中は、図1の実施例の動作は、符号器からの情報の消失を補償する特別の処理によって改良される。

【0020】【A. 通常の復号器動作】G. 729草案に記載された符号器は、10msごとに圧縮された音声を表すデータのフレームを出力する。このフレームは80ビットからなり、G. 729草案の表1～表9に詳細に記載されている。圧縮された音声の各80ビットフレ

ームは通信チャネルを通じて復号器へ送信される。復号器は、符号器によって生成されたフレームに基づいて音声信号（2サブフレームを表す）を合成する。フレームが通信されるチャネル（図示せず）は任意の種類（例えば通常の電話網、パケット網、セルラあるいは無線網、ATM網など）が可能であり、また、記憶媒体（例えば磁気記憶装置、半導体RAMまたはROM、CD-ROMのような光記憶装置など）からなることも可能である。

【0021】図1の実施例の復号器は、適応コードブック（ACB）部分および固定コードブック（FCB）部分の両方を有する。ACB部分はACB50および利得増幅器55を有する。FCB部分は、FCB10、ピッチ予測フィルタ（PPF）20、および利得増幅器30を有する。復号器は、伝送されたパラメータ（G. 729草案第4. 1節参照）を復号し、合成を実行して再構成音声を取得する。

【0022】FCB10は、符号器によって送信されたインデックスIにตอบสนองして動作する。インデックスIはスイッチ40を通じて受信される。FCB10は、サブフレームに等しい長さのベクトル $c(n)$ を生成する（G. 729草案第4. 1. 2節参照）。このベクトルはPPF20に入力される。PPF20は、FCB利得増幅器30に入力するためのベクトルを生成するように動作する（G. 729草案第3. 8節および第4. 1. 3節参照）。この増幅器は、チャネルからの利得 g_c を加え、PPF20によって生成されるベクトルをスケールしたベクトルを生成する（G. 729草案第4. 1. 3節参照）。増幅器30の出力信号は（スイッチ42を通じて）加算器85に供給される。

【0023】PPF20によって生成されたベクトルに加えられる利得は、符号器によって提供される情報に基づいて決定される。この情報は、コードブックインデックスとして通信される。復号器は、このインデックスを受信し、利得補正因子 γ^* を合成する（G. 729草案第4. 1. 4節参照）。この利得補正因子 γ^* は、コードベクトル予測エネルギー（E-）プロセッサ120に供給される。E-プロセッサ120は、以下の式に従って、コードベクトル予測誤差エネルギー R^* の値を決定する。

$$R^*(n) = 20 \log \gamma^* \quad [\text{dB}]$$

R^* の値はプロセッサバッファに記憶される。プロセッサバッファは、 R^* の最近の（連続する）5個の値を保持する。 $R^*(n)$ は、サブフレームnにおける固定コードベクトルの予測誤差エネルギーを表す。コードベクトルの予測される平均除去エネルギーは、 R^* の過去の値の重み付き和として形成される。

【数71】

$$\bar{E}^{(n)} = \sum_{i=1}^4 b_i \hat{R}^{(n-i)}$$

ただし、 $b = [0.68 \quad 0.58 \quad 0.34 \quad 0.19]$ であり、 R^* の過去の値はバッファから取得される。次に、この予測エネルギーはプロセッサ120から予測利得プロセッサ125に出力される。

【0024】プロセッサ125は、コードブック10によって供給されるコードベクトルの実際のエネルギーを決定する。これは、次式に従ってなされる。

【数72】

$$E = 10 \log \left(\frac{1}{40} \sum_{i=0}^{39} c_i^2 \right)$$

ただし、iは、ベクトルのサンプルのインデックスである。すると、予測利得は次式のように計算される。

【数73】

$$g_c' = 10^{(\bar{E}^{(n)} + E - E)/20}$$

（ \bar{E} は、明細書中ではEで表す。）

ただし、EはFCBの平均エネルギー（例えば30dB）である。

【0025】最後に、実際のスケール因子（あるいは利得）が、受信された利得補正因子 γ に予測利得 g_c' を乗算器130で乗じることによって計算される。その後、この値は、PPF20によって提供される固定コードブック寄与をスケールするために増幅器30に供給される。

【0026】加算器85には、復号器のACB部分によって生成された出力信号も供給される。ACB部分は、

過去の励振信号と、チャンネルを通じて符号器から（スイッチ43を通じて）受信されるACBピッチ周期 M とに基づいて、1サブフレームに等しい長さの励振信号 $v(n)$ を生成するACB50を有する（G. 729草案第4. 1. 1節参照）。このベクトルは、チャンネルを通じて受信される利得因子 g_{pit} に基づいて増幅器250でスケールされる。このスケールされたベクトルがACB部分の出力である。

【0027】加算器85は、復号器のFCB部分およびACB部分からの信号に応答して励振信号 $u(n)$ を生成する。励振信号 $u(n)$ はLPC合成フィルタ90に10 入力される。LPC合成フィルタ90は、チャンネルを通じて受信されるLPC係数 a_i に基づいて音声信号を合成する（G. 729草案第4. 1. 6節参照）。

【0028】最後に、LPC合成フィルタ90の出力はポストプロセッサ100に供給される。ポストプロセッサ100は、適応ポストフィルタリング（G. 729草案第4. 2. 1～4. 2. 4節参照）、高域フィルタリング（G. 729草案第4. 2. 5節参照）、およびア20 ャップスケーリング（G. 729草案第4. 2. 5節参照）を実行する。

【0029】[B. フレーム消失中の励振信号合成] フレーム消失がある場合、図1の復号器は、（何かを受信したとしても）励振信号 $u(n)$ を合成するための信頼性のある情報を受信しない。従って、復号器は、どのベクトルの信号サンプルをコードブック10から抽出すべきか、あるいは、適応コードブック50に使用するための正しい遅延値は何か分からないことになる。この場合、復号器は、音声信号を合成する際に用いる代用励振信号を取得しなければならない。フレーム消失期間中の代用励振信号の生成は、消失したフレームが有声（周期的）と分類されるかそれとも無声（非周期的）と分類されるかに依存する。消失フレームの周期性の表示はポストプロセッサ100から得られる。ポストプロセッサ100は、正しく受信した各フレームを周期的または非周期的と分類する（G. 729草案第4. 2. 1節参照）。消失フレームは、ポストフィルタによって処理された前フレームと同じ周期性分類を有するようにされる。周期性を表す二進信号 v が、ポストフィルタ変数 g_{pit} に従って決定される。 $g_{pit} > 0$ の場合 $v = 1$ であり、それ以外の場合 $v = 0$ である。従って、例えば、最後の良好なフレームが周期的と分類された場合、 $v = 1$ であり、そうでない場合には $v = 0$ である。

【0030】[1. 周期的音声を表すフレームの消失] 周期的な（ $v = 1$ ）音声を表していたと考えられる消失フレーム（ $e = 1$ ）に対して、固定コードブックの寄与は0に設定される。これは、スイッチ42の状態を、増幅器30を加算器85に接続する通常の（バイアスされた）動作位置から、固定コードブック寄与を励振信号 $u(n)$ から切断する位置に（矢印の向きに）切り替える

ことによってなされる。この状態切替は、ANDゲート110によって出力される制御信号に従って実行される。（このANDゲート110は、フレームが消失しており（ $e = 1$ ）、かつ、周期的フレームである（ $v = 1$ ）という条件をテストする。）他方、適応コードブックの寄与は、（ $e = 1$ であるが $not_v = 0$ であるため）スイッチ45によって、通常動作位置に保持される。

【0031】消失フレーム中に適応コードブックによって使用されるピッチ遅延 M は遅延プロセッサ60によって決定される。遅延プロセッサ60は、符号器から最近に受信したピッチ遅延を記憶する。この値は、引き続き受信されるそれぞれのピッチ遅延で上書きされる。「良好な」（正しく受信された）フレームに続く最初の消失フレームに対して、遅延プロセッサ60は、最後の良好なフレーム（すなわち、前フレーム）のピッチ遅延に等しい M の値を生成する。過度の周期性を避けるため、引き続き各消失フレームに対して、プロセッサ60は M の値を1だけインクリメントする。プロセッサ60は、 M の値を、143サンプルに制限する。スイッチ43は、20 有声フレームの消失の表示にตอบสนองして（ $e = 1$ かつ $v = 1$ であるため）、その状態を通常動作位置から「有声フレーム消失」位置に変更することによって、ピッチ遅延をプロセッサ60から適応コードブック50に入力する。

【0032】有声フレームの消失の場合、適応コードブック利得もまた、以下の第C節で説明する手続きに従って合成される。注意すべき点であるが、スイッチ44は、その状態を通常動作位置から「有声フレーム消失」位置に変更することによって、合成された適応コードブック利得の入力を行うという点で、スイッチ43と同様に動作する。

【0033】[2. 非周期的音声を表すフレームの消失] 非周期的な（ $v = 0$ ）音声を表していたと考えられる消失フレーム（ $e = 1$ ）に対して、適応コードブックの寄与は0に設定される。これは、スイッチ45の状態を、増幅器55を加算器85に接続する通常の（バイアスされた）動作位置から、適応コードブック寄与を励振信号 $u(n)$ から切断する位置に（矢印の向きに）切り替えることによってなされる。この状態切替は、ANDゲート75によって出力される制御信号に従って実行される。（このANDゲート75は、フレームが消失しており（ $e = 1$ ）、かつ、非周期的フレームである（ $not_v = 1$ ）という条件をテストする。）他方、固定コードブックの寄与は、（ $e = 1$ であるが $v = 0$ であるため）スイッチ42によって、通常動作位置に保持される。

【0034】固定コードブックインデックス I およびコードブックベクトル符号は消失のため使用することができない。コードブックベクトル $c(n)$ を決定するため

の固定コードブックインデックスおよび符号インデックスを合成するため、乱数発生器49が使用される。乱数発生器49の出力はスイッチ40を通じて固定コードブック10に入力される。スイッチ40は、通常は、インデックスIおよび符号情報を固定コードブックに接続する状態にある。しかし、非周期的フレームの消失が起きた場合($e=1$ かつ $\text{not } v=1$)、ゲート47が制御信号をこのスイッチに入力することにより、スイッチは状態を変化させる。

【0035】乱数発生器49は次の関数を用いて固定コードブックインデックスおよび符号を生成する。

$\text{seed} = \text{seed} * 31821 + 13849$

発生器45の初期シード(seed)値は21845である。与えられた符号器サブフレームに対して、コードブックインデックスは乱数の下位13ビットである。ランダム符号は、次の乱数の下位4ビットである。従って、乱数発生器は、必要な各固定コードブックベクトルごとに2回動作する。注意すべき点であるが、ノイズベクトルは、FCBとともに乱数発生器を使用するのではなく、サンプルごとに発生することも可能である。

【0036】非周期的フレームの消失の場合、固定コードブック利得もまた、以下の第D節で説明する手続きに従って合成される。注意すべき点であるが、スイッチ41は、その状態を通常動作位置から「有声フレーム消失」位置に変更することによって、合成された固定コードブック利得の入力を行うという点で、スイッチ40と同様に動作する。

【0037】(遅延がサブフレームより小さい場合) PPF20は周期性を加えるため、PPF20は非周期的フレームの消失の場合には使用すべきではない。従って、スイッチ21は、 $e=0$ のときにはFCB10の出力を選択し、 $e=1$ の時にはPPF20の出力を選択する。

【0038】[C. 消失フレームのLPCフィルタ係数] 消失フレーム中に合成された励振信号 $u(n)$ はLPC合成フィルタ90に入力される。符号器からのデータに依存する復号器の他の構成要素と同様に、LPC合成フィルタ90は消失フレーム中に代用LPC係数 a_i を有しなければならない。これは、最後の良好なフレームのLPC係数を反復することによってなされる。非消失フレームにおいて符号器から受信されるLPC係数はメモリ95によって記憶される。フレーム消失が起きると、メモリ95に記憶されている係数がスイッチ46を通じてLPC合成フィルタに供給される。スイッチ46は通常は、良好なフレームで受信されるLPC係数をフィルタ90に入力するようにバイアスされる。しかし、フレーム消失の場合($e=1$)、このスイッチはメモリ95をフィルタ90に接続するように(矢印の向きに)状態を変更する。

【0039】[D. 適応コードブックおよび固定コード

ブックの利得の減衰] 上記のように、適応コードブック50および固定コードブック10はいずれも、コードブック出力信号にスケール因子を加える対応する利得増幅器55、30を有する。通常は、これらの増幅器のスケール因子の値は符号器によって供給される。しかし、フレーム消失の場合、スケール因子情報は符号器から利用可能ではない。従って、スケール因子情報を合成しなければならない。

【0040】固定コードブックおよび適応コードブックの両方に対して、スケール因子の合成は、前サブフレームで使用されたスケール因子の値をスケール(特に減衰)させる減衰プロセッサ65および115によってなされる。すなわち、良好なフレームに続くフレーム消失の場合、増幅器によって使用される消失フレームの第1サブフレームのスケール因子の値は、その良好なフレームからの第2スケール因子に減衰因子を乗じたものとなる。連続してサブフレームが消失した場合、後に消失したほうのサブフレーム(サブフレーム n)は、前に消失したサブフレーム(サブフレーム $n-1$)からのスケール因子にその減衰因子を乗じた値を使用する。いかに多くの連続する消失フレーム(およびサブフレーム)が生じててもこの技術が使用される。減衰プロセッサ65、115は、次のサブフレームが消失サブフレームである場合、良好なフレームで受信されたか消失フレームに対して合成されたかにかかわらず、それぞれの新たなスケール因子を記憶する。

【0041】特に、減衰プロセッサ115は、次式に従って、消失サブフレーム n に対する固定コードブック利得 g_c を合成する。

$$g_c(n) = 0.98 g_c(n-1)$$

減衰プロセッサ65は、次式に従って、消失サブフレーム n に対する適応コードブック利得 g_p を合成する。

$$g_p(n) = 0.9 g_p(n-1)$$

さらに、プロセッサ65は、合成された利得の値を0.9未満に制限(クリッピング)する。利得を減衰させるプロセスは、好ましくない知覚効果为了避免のために実行される。

【0042】[E. 利得予測子メモリの減衰] 上記のように、E-プロセッサ120の一部を形成し、予測誤差エネルギーの最近の5個の値を記憶するバッファがある。このバッファは、固定コードブックからのコードベクトルの予測エネルギーの値を予測するために使用される。

【0043】しかし、フレーム消失により、予測誤差エネルギーの新たな値を得るための情報が、符号器から復号器に通信されないことがある。従って、このような値は合成しなければならないことになる。この合成は、次式に従ってE-プロセッサ120によってなされる。

【数74】

$$\hat{R}^{(n)} = \left(\sum_{i=1}^4 \hat{R}^{(n-i)} \right) - 4.0$$

すなわち、 $\hat{R}^{(n)}$ の新しい値は、前の4個の $\hat{R}^{(n-i)}$ の値の平均から4 dBを引いたものとして計算される。 $\hat{R}^{(n)}$ の値の減衰は、良好なフレームが受信された後に好ましくない音声歪みが生じないことを保証するように実行される。合成された R の値は-14 dBより低くならないように制限される。

【0044】【F. 実施例の無線システム】上記のように、本発明は、無線音声通信システムへの応用を有する。図2に、本発明の実施例を使用する無線通信システムの実施例を示す。図2は、送信機600および受信機700を含む。送信機600の実施例は、無線基地局である。受信機700の実施例は、セルラあるいは無線電話機またはその他のパーソナル通信システム装置のような、移動ユーザ端末である。(当然、無線基地局およびユーザ端末はそれぞれ受信機および送信機の回路を含むことも可能である。)送信機600は、音声符号器610を有する。音声符号器610は、例えば、G. 729草案による符号器である。送信機はさらに、誤り検出(あるいは検出および訂正)機能を備えた従来のチャンネル符号器620と、従来の変調器630と、従来の無線送信回路640とを有する。これらのチャンネル符号器620、変調器630および無線送信回路640は当業者には周知である。送信機600によって送信された無線信号は、伝送チャンネルを通じて受信機700によって受信される。例えば、送信された信号のさまざまなマルチパス成分の破壊的干渉により、受信機700は、送信ビットの明瞭な受信を妨げる重大なフェージングを受けることがある。このような状況では、フレーム消失が起こる可能性がある。

【0045】受信機700は、従来の無線受信回路710と、従来の復調器720、チャンネル復号器730と、本発明による音声復号器740とを有する。注意すべき点であるが、チャンネル復号器は、多数のビット誤り(または受信されないビット)があると判断したときにはいつもフレーム消失信号を生成する。あるいは(またはチャンネル復号器からのフレーム消失信号に加えて)、復調器720が復号器740にフレーム消失信号を提供することも可能である。

【0046】さらに、本発明の実施例ではコードブック「増幅器」という用語を用いたが、当業者には理解されるように、この用語はデジタル信号のスケーリングを包含する。さらに、このようなスケーリングとしては、1より大きい値とともに、1以下(負の値を含む)のスケール因子(あるいは利得)で実行可能である。

【0100】【付録】

国際電気通信連合

電気通信標準化部門

勧告草案G. 729

共役構造代数的符号励振線形予測(CS-ACELP)

符号化を用いた8 kbit/sでの音声の符号化

1995年6月7日

バージョン4.0

【0101】目次

- 1 はじめに [0102]
- 2 符号器/復号器の一般的記述 [0105]
 - 2.1 符号器 [0106]
 - 2.2 復号器 [0108]
 - 2.3 遅延 [0109]
 - 2.4 音声符号器の記述 [0110]
 - 2.5 記法上の規約 [0111]
- 3 符号器の機能的記述 [0112]
 - 3.1 前処理 [0113]
 - 3.2 線形予測分析および量子化 [0115]
 - 3.2.1 窓および自己相関の計算 [0116]
 - 3.2.2 レヴィンソン=ダービンのアルゴリズム [0118]
 - 3.2.3 LPからLSPへの変換 [0119]
 - 3.2.4 LSP係数の量子化 [0121]
 - 3.2.5 LSP係数の補間 [0130]
 - 3.2.6 LSPからLPへの変換 [0131]
 - 3.3 知覚的重み付け [0133]
 - 3.4 開ループピッチ分析 [0135]
 - 3.5 インパルス応答の計算 [0137]
 - 3.6 目標信号の計算 [0138]
 - 3.7 適応コードブック探索 [0141]
 - 3.7.1 適応コードブックベクトルの生成 [0146]
 - 3.7.2 適応コードブック遅延に対する符号語計算 [0147]
 - 3.7.3 適応コードブック利得の計算 [0150]
 - 3.8 固定コードブック: 構造および探索 [0151]
 - 3.8.1 固定コードブック探索手続き [0153]
 - 3.8.2 固定コードブックの符号語計算 [0159]
 - 3.9 利得の量子化 [0160]
 - 3.9.1 利得予測 [0161]
 - 3.9.2 利得量子化のためのコードブック探索 [0165]
 - 3.9.3 利得量子化器に対する符号語計算 [0167]
 - 3.10 メモリ更新 [0168]
 - 3.11 符号器および復号器の初期化 [0169]

- 4 復号器の機能的記述 [0170]
4. 1 パラメータ復号手続き [0171]
4. 1. 1 LPフィルタパラメータの復号 [0172]
4. 1. 2 適応コードブックベクトルの復号 [0174]
4. 1. 3 固定コードブックベクトルの復号 [0177]
4. 1. 4 適応コードブックおよび固定コードブックの利得の復号 [0178]
4. 1. 5 パリティビットの計算 [0179]
4. 1. 6 再構成音声の計算 [0180]
4. 2 後処理 [0182]
4. 2. 1 ピッチポストフィルタ [0183]
4. 2. 2 短期ポストフィルタ [0184]
4. 2. 3 傾斜補償 [0185]
4. 2. 4 適応利得制御 [0187]
4. 2. 5 高域フィルタリングおよびアップスケーリング [0188]
4. 3 フレーム消失およびパリティ誤りの隠蔽 [0190]
4. 3. 1 LPフィルタパラメータの反復 [0194]
4. 3. 2 適応コードブックおよび固定コードブックの利得の減衰 [0195]
4. 3. 3 利得予測子のメモリの減衰 [0196]
4. 3. 4 置換励振の生成 [0197]
- 5 CS-ACELP符号器/復号器のビット精度での記述 [0199]
5. 1 シミュレーションソフトウェアの使用法 [0200]
5. 2 シミュレーションソフトウェアの構成 [0201]
- [0102] [1 はじめに] この勧告は、共役構造代数的符号励振線形予測 (CS-ACELP) 符号化を用いた 8 kbit/s での音声の符号化のアルゴリズムの記述を含む。
- [0103] この符号器/復号器は、まずアナログ入力信号の電話帯域フィルタリング (ITU勧告G. 71

- 0) を実行し、 8000 Hz でサンプリングした後、符号器への入力に対して 16 ビット線形PCMへの変換を実行することによって得られるデジタル信号に対して動作するように設計されている。復号器の出力は、同様の手段によってアナログ信号に変換されるべきものである。他の入出力特性 (例えば、 64 kbit/s のPCMデータに対してITU勧告G. 711によって規定されたもの) は、符号化前に 16 ビット線形PCMに、あるいは、復号前に 16 ビット線形PCMから適当なフォーマットに、変換しなければならない。符号器から復号器へのビットストリームは、この標準内で定義される。
- [0104] この勧告は以下のように構成される。第2節では、CS-ACELPアルゴリズムの概略を説明する。第3節および第4節では、CS-ACELP符号器およびCS-ACELP復号器の原理をそれぞれ説明する。第5節では、 16 ビット固定小数点計算でこの符号器/復号器を定義するソフトウェアについて説明する。
- [0105] [2 符号器/復号器の一般的記述] CS-ACELP符号器/復号器は、符号励振線形予測 (CELP) 符号化モデルに基づく。この符号器/復号器は、 8000 サンプル/秒のサンプリングレートでの 80 サンプルに対応する 10 ms の音声フレームに作用する。 10 ms のフレームごとに、音声信号が分析され、CELPモデルのパラメータ (LPフィルタ係数、適応コードブックおよび固定コードブックのインデックスおよび利得) が抽出される。これらのパラメータは符号化され送信される。符号器パラメータのビット割当てを表1に示す。復号器では、これらのパラメータは、励振および合成フィルタパラメータを取得するために使用される。音声は、図5に示されるようなLP合成フィルタによって、この励振をフィルタリングすることにより再構成される。短期合成フィルタは、 10 次線形予測 (LP) フィルタに基づく。長期すなわちピッチ合成フィルタは、いわゆる適応コードブック法を使用して、サブフレーム長より短い遅延に対して実装される。再構成音声を計算した後、ポストフィルタによってさらに増強される。
- [表1]

表1: 8kbit/s のCS-ACELP アルゴリズムのビット割当て
(10msec フレーム)

パラメータ	符号語	サブ フレーム1	サブ フレーム2	フレーム あたり総数
LSP	L0, L1, L2, L3			18
適応コードブック遅延	P1, P2	8	5	13
遅延パリティ	P0	1		1
固定コードブックインデックス	C1, C2	13	13	26
固定コードブック符号	S1, S2	4	4	8
コードブック利得 (段1)	GA1, GA2	3	3	6
コードブック利得 (段2)	GB1, GB2	4	4	8
総数				80

【0106】 [2. 1 符号器] 符号器における信号フローを図6に示す。入力信号は、前処理ブロックで高域フィルタリングされ、スケールされる。前処理された信号は、後続のすべての分析のための入力信号として使用される。LP分析は、LPフィルタ係数を計算するために10msフレームあたり1回行われる。これらの係数は、線スペクトル対(LSP)に変換され、予測2段ベクトル量子化(VQ)を使用して18ビットで量子化される。励振シーケンスは、合成による分析探索手続きを使用することによって選択される。この手続きでは、もとの音声と合成された音声の間の誤差が、知覚的重み付け歪み尺度に従って最小化される。これは、知覚的重み付けフィルタで誤差信号をフィルタリングすることにより行われる。このフィルタの係数は、量子化前のLPフィルタから導出される。知覚的重み付けの量は、平坦周波数応答を有する入力信号に対するパフォーマンスを改善するように適応させられる。

【0107】 励振パラメータ(固定コードブックおよび適応コードブックのパラメータ)は、それぞれ5ms(40サンプル)のサブフレームごとに決定される。第2サブフレームに対しては量子化後および量子化前のLPフィルタ係数が使用されるが、第1サブフレームでは、保管されたLPフィルタ係数が使用される(量子化前および量子化後の両方)。開ループピッチ遅延は、知覚的重み付け音声信号に基づいて10msフレームごとに1回評価される。その後、以下の動作が各サブフレームごとに反復される。目標信号 $x(n)$ は、LP残差を重み付け合成フィルタ $W(z)/A^{\wedge}(z)$ でフィルタリングすることによって計算される。これらのフィルタの初期状態は、LP残差と励振の間の誤差をフィルタリングすることにより更新される。これは、重み付け音声

信号から重み付け合成フィルタの0入力応答を減算するという通常の方法と同等である。重み付け合成フィルタのインパルス応答 $h(n)$ が計算される。次に、目標 $x(n)$ およびインパルス応答 $h(n)$ を使用して、開ループピッチ遅延の値の付近を探索することによって、閉ループピッチ分析が(適応コードブックの遅延および利得を求めるために)行われる。1/3分解能の分数ピッチ遅延が使用される。このピッチ遅延は、第1サブフレームでは8ビットで符号化され、第2サブフレームでは5ビットで差分符号化される。目標信号 $x(n)$ は、適応コードブック寄与(フィルタリングされた適応コードベクトル)を除去することにより更新され、この新しい目標 $x_2(n)$ が、固定代数的コードブック探索で(最適な励振を求めるために)使用される。固定コードブック励振には、17ビットの代数的コードブックが使用される。適応コードブックおよび固定コードブックの利得は7ビットで量子化されたベクトル(固定コードブック利得にはMA予測を適用)である。最後に、決定された励振信号を使用して、フィルタメモリが更新される。

【0108】 [2. 2 復号器] 符号器における信号フローを図7に示す。まず、パラメータインデックスが受信ビットストリームから抽出される。これらのインデックスは、10msの音声フレームに対応する符号器パラメータを取得するために復号される。これらのパラメータは、LSP係数、2個の分数ピッチ遅延、2個の固定コードブックベクトル、ならびに2セットの適応コードブックおよび固定コードブックの利得である。LSP係数は補間され、各サブフレームごとにLPフィルタ係数に変換される。その後、40サンプルのサブフレームごとに、以下のステップが実行される。

・それぞれの利得でスケールされた適応コードブックお

および固定コードブックのベクトルを加算することにより励振が構成される。

・LP合成フィルタで励振をフィルタリングすることにより音声信号が再構成される。

・再構成された音声信号は、後処理段を通る。この段は、長期および短期の合成フィルタに基づく適応ポストフィルタと、それに続く高域フィルタおよびスケールリング作用からなる。

【0109】[2.3 遅延] この符号器は、音声やその他のオーディオ信号を10msのフレームで符号化する。さらに、5msのルックアヘッドがあり、その結果、アルゴリズムの総遅延は15msとなる。この符号器の実装におけるすべての付加的遅延は以下の原因による。

- ・符号化および復号作用に要する処理時間
- ・通信リンク上の伝送時間
- ・オーディオデータを他のデータと組み合わせる際の多重化遅延

【0110】[2.4 音声符号器の記述] この勧告の音声符号化アルゴリズムの記述は、ビット精度の固定小数点数学演算を用いてなされる。第5節で示されるANSI Cコードは、この勧告の重要な一部を構成するが、このビット精度の固定小数点記述法を反映する。符号器(第3節)、および復号器(第4節)の数学的記述は、他のいくつかの方法で実装することも可能であるが、この勧告に従わないコーデックの実装になる可能性がある。従って、矛盾が発見された場合には、第5節のCコードのアルゴリズム記述のほうが、第3節および第4節の数学的記述に優先する。Cコードとともに使用可能な試験シーケンスの網羅的ではないセットが、ITU 30から入手可能である。

* [表3]

*【0111】[2.5 記法上の規約] この文書を通じて、以下の記法的規約を維持するようにする。

・コードブックは草書体文字(例えば次の数1)で表す。

【数1】

c

・時間信号は、記号と、括弧内のサンプル時間インデックスで表す(例えば $s(n)$)。記号 n はサンプル時刻インデックスとして使用される。

・上付き添字の時間インデックス(例えば g^m)は、その変数がサブフレーム m に対応することを表す。

・上付き添字は、係数配列の特定の要素を指定する。

・ \cdot はパラメータの量子化バージョンを表す。

・範囲記述は、角括弧を用いてなされ、境界は含まれる(例えば $[0.6, 0.9]$)。

・ \log は10を底とする対数を表す。

表2に、この文書を通じて使用される最も重要な記号を列挙する。最も重要な信号の用語集を表3に与える。表4は、重要な変数およびその次元を要約している。定数パラメータを表5に列挙する。この勧告で使用される頭字語を表6に要約する。

【表2】

表2: 記号集

名称	参照	説明
$1/A(z)$	式(2)	LP合成フィルタ
$H_{A1}(z)$	式(1)	入力高域フィルタ
$H_p(z)$	式(77)	ピッチポストフィルタ
$H_f(z)$	式(83)	短期ポストフィルタ
$H_t(z)$	式(85)	傾斜補償フィルタ
$H_{A2}(z)$	式(90)	出力高域フィルタ
$P(z)$	式(46)	ピッチフィルタ
$W(z)$	式(27)	重みづけフィルタ

* [表3]

表3: 信号の記号集

名称	説明
$h(n)$	重みづけフィルタおよび合成フィルタのインパルス応答
$r(k)$	自己相関シーケンス
$r'(k)$	修正自己相関シーケンス
$R(k)$	相関シーケンス
$sw(n)$	重み付き音声信号
$s(n)$	音声信号
$s'(n)$	逐音信号
$sf(n)$	ポストフィルタリングされた出力
$sf'(n)$	利得スケールリングされポストフィルタリングされた出力
$d(n)$	再構成された音声信号
$r(n)$	残差信号
$z(n)$	目標信号
$z_2(n)$	第2目標信号
$v(n)$	適応コードブック寄与
$c(n)$	固定コードブック寄与
$y(n)$	$v(n) + h(n)$
$x(n)$	$c(n) + h(n)$
$u(n)$	LP合成フィルタへの励振
$d(n)$	目標信号と $h(n)$ の間の相関
$ew(n)$	誤差信号

【表4】

* 【表5】

表4: 変数の記号集		
名称	サイズ	説明
g_p	1	適応コードブック利得
g_c	1	固定コードブック利得
g_0	1	ピッチポストフィルタの修正利得
g_{post}	1	ピッチポストフィルタのピッチ利得
g_l	1	利得項短期ポストフィルタ
g_i	1	利得項傾斜ポストフィルタ
T_{up}	1	ループピッチ遅延
a_i	10	LP 係数
k_i	10	反射係数
o_i	2	LAR 係数
ω_i	10	LSF 正規化周波数
q_i	10	LSP 係数
$r(k)$	11	相関係数
w_i	10	LSP 重み付き係数
l_i	10	LSP 量子化後出力

10

*

表5: 定数の記号集

名称	値	説明
f_s	8000	サンプリング周波数
f_0	60	帯域拡張
γ_1	0.94/0.98	重み因子知覚的重み付けフィルタ
γ_2	0.60/[0.4 - 0.7]	重み因子知覚的重み付けフィルタ
γ_3	0.55	重み因子ポストフィルタ
γ_4	0.70	重み因子ポストフィルタ
γ_5	0.50	重み因子ピッチポストフィルタ
γ_6	0.90/0.2	重み因子傾斜ポストフィルタ
C	表7	固定 (代数的) コードブック
C_0	第3.2.4節	移動平均予測子コードブック
C_1	第3.2.4節	第1段 LSP コードブック
C_2	第3.2.4節	第2段 LSP コードブック (低位部)
C_3	第3.2.4節	第3段 LSP コードブック (高位部)
C_4	第3.9節	第1段利得コードブック
C_5	第3.9節	第2段利得コードブック
w_{lag}	式(6)	相関遅延
w_{lp}	式(3)	LPC 分析窓

【表6】

30

表6: 頭字語集

頭字語	説明
CELP	符号励振線形予測 (code-excited linear-prediction)
MA	移動平均 (moving average)
MSB	最上位ビット (most significant bit)
LP	線形予測 (linear prediction)
LSP	線スペクトル対 (line spectral pair)
LSF	線スペクトル周波数 (line spectral frequency)
VQ	ベクトル量子化 (vector quantization)

【0112】【3 符号器の機能的記述】この節では、図5のブロックに表された符号器のさまざまな機能について記述する。

【0113】【3.1 前処理】第2節で述べたように、音声符号器への入力16ビットPCMであると仮定される。符号化プロセスの前に二つの前処理機能（1：信号スケール、2：高域フィルタリング）が適用される。

【0114】スケールは、入力を因子2で除して、※

※固定小数点実装におけるオーバーフローの可能性を縮小することからなる。高域フィルタは、好ましくない低周波成分に対する予防措置として使用される。遮断周波数140Hzの2次極/零点フィルタが使用される。このフィルタの分子の係数を2で除することによって、スケールリングおよび高域フィルタリングの両方が組み合わされる。結果として得られるフィルタは次式で与えられる。

【数2】

$$H_{A1}(z) = \frac{0.46363718 - 0.92724705z^{-1} + 0.46363718z^{-2}}{1 - 1.9059465z^{-1} + 0.9114024z^{-2}} \quad (1)$$

$H_{hl}(z)$ でフィルタリングされた入力信号を $s(n)$ で表す。この信号は後続のすべての符号器作用で使用される。

【0115】 [3. 2 線形予測分析および量子化] 短*

$$\frac{1}{\hat{A}(z)} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^{10} \hat{a}_i z^{-i}} \quad (2)$$

ただし、 $\hat{a}^i (i=1, \dots, 10)$ は、(量子化された) 線形予測 (LP) 係数である。短期予測あるいは線形予測分析は、30ms の非対称窓による自己相関法を用いて、音声フレームごとに1回実行される。80サンプル (10ms) ごとに、窓をかけられた音声の自己相関係数が計算され、レヴィンソンのアルゴリズムを用いて LP 係数に変換される。その後、これらの LP 係数は、量子化および補間のために、LSP 領域に変換される。補間された、量子化後および量子化前のフィルタは※

*期の分析フィルタおよび合成フィルタは、10次線形予測 (LP) フィルタに基づく。LP 合成フィルタは次式で定義される。

【数3】

※ (各サブフレームにおいて合成フィルタおよび重み付けフィルタを構成するために) LP フィルタ係数に再び変換される。

【0116】 [3. 2. 1 窓および自己相関の計算] LP 分析窓は二つの部分からなる。第1の部分はハミング窓の半分であり、第2の部分は余弦関数周期の4分の1である。この窓は次式で与えられる。

【数4】

$$w_{lp}(n) = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{399}\right), & n = 0, \dots, 199 \\ \cos\left(\frac{2\pi(n-200)}{159}\right), & n = 200, \dots, 239 \end{cases} \quad (3)$$

LP 分析には5ms のルックアヘッド (先取り) がある。これは、未来の音声フレームから40サンプルが必要とされることを意味する。これは、符号器段における5ms の追加遅延となる。LP 分析窓は、過去の音声フ★

★レームからの120サンプル、現在の音声フレームからの80サンプル、および未来のフレームからの40サンプルにかかる。LP 分析における窓を図8に図示する。

【0117】 窓音声の自己相関係数

$$s'(n) = w_{lp}(n) s(n), \quad n = 0, \dots, 239 \quad (4)$$

は、次式によって計算される。

☆☆【数5】

$$r(k) = \sum_{n=k}^{239} s'(n) s'(n-k), \quad k = 0, \dots, 10 \quad (5)$$

低レベルの入力信号の算術的問題を回避するため、 r

◆により適用される。

(0) の値は $r(0) = 1.0$ という下限を有する。6

【数6】

0Hz の帯域拡張が、自己相関係数を次式に乘じること◆

$$w_{lo}(k) = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi f_0 k}{f_s} \right)^2 \right], \quad k = 1, \dots, 10 \quad (6)$$

ただし、 $f_0 = 60\text{Hz}$ は帯域拡張であり、 $f_s = 8000\text{Hz}$ はサンプリング周波数である。さらに、 $r(0)$ は、白色補正因子1.0001を乗じられる。これは、-40dBにおけるノイズ下限を加えることに同等であ*

*る。

【0118】 [3. 2. 2 レヴィンソン=ダービンのアルゴリズム]

変形自己相関係数

$$r'(0) = 1.0001 r(0)$$

$$r'(k) = w_{lag}(k) r(k), \quad k = 1, \dots, 10 \quad (7)$$

を使用して、次の方程式系を解くことにより、LP フィルタ係数 $a_i (i=1, \dots, 10)$ が得られる。

【数7】

$$\sum_{k=1}^{10} a_k r'(|i-k|) = -r'(k), \quad k=1, \dots, 10 \quad (8)$$

式(8)の方程式系は、レヴィンソン=ダービンのアルゴリズムを用いて解かれる。このアルゴリズムは、以下*の反復を使用する。【数8】

```

E(0) = r'(0)
for i = 1 to 10
  a0(i-1) = 1
  ki = -1 / E(i-1) * ∑j=0i-1 aj(i-1) r'(i-j)
  ai(i) = ki
  for j = 1 to i-1
    aj(i) = aj(i-1) + ki ai-j(i-1)
  end
  E(i) = (1 - ki2) E(i-1), if E(i) < 0 then E(i) = 0.01
end

```

最終解は $a_j = a_j^{(10)}$ ($j=1, \dots, 10$) として与えられる。

【0119】 [3. 2. 3 LPからLSPへの変換] LPフィルタ係数 a_i ($i=1, \dots, 10$) は、量子化および補間のために線スペクトル対(LSP)表現に変換される。10次LPフィルタの場合、LSP係数は、以下のような和および差の多項式の根として定義される。

$$F_1'(z) = A(z) + z^{-11} A(z^{-1}) \quad (9)$$

$$F_2'(z) = A(z) - z^{-11} A(z^{-1}) \quad (10)$$

多項式 $F_1'(z)$ は対称であり、 $F_2'(z)$ は反対称※

※である。これらの多項式のすべての根は単位円上にあり、互いに交互に現れることを証明することができる。

$F_1'(z)$ は根 $z=-1$ ($\omega=\pi$) を有し、 $F_2'(z)$ は根 $z=1$ ($\omega=0$) を有する。これらの二つの根を除くため、次のように新たな多項式を定義する。

$F_1(z) = F_1'(z) / (1+z^{-1})$ (11)

$$F_2(z) = F_2'(z) / (1-z^{-1}) \quad (12)$$

各多項式は単位円上に5個の共役根 ($\exp(\pm j\omega_i)$) を有するため、これらの多項式は次のように書くことができる。

【数9】

$$F_1(z) = \prod_{i=1,3,\dots,9} (1 - 2q_i z^{-1} + z^{-2}) \quad (13)$$

$$F_2(z) = \prod_{i=2,4,\dots,10} (1 - 2q_i z^{-1} + z^{-2}) \quad (14)$$

ただし、 $q_i = \cos(\omega_i)$ であり、 ω_i は、線スペクトル周波数(LSF)であって順序性 $0 < \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_{10} < \pi$ を満たす。 q_i を余弦領域におけるLSP係数と呼ぶ。

★【0120】多項式 $F_1(z)$ および $F_2(z)$ はいずれも対称であるため、各多項式の最初の5個の係数のみを計算すればよい。これらの多項式の係数は、以下の再帰的関係式によって求められる。

★40

$$\begin{aligned} f_1(i+1) &= a_{i+1} + a_{10-i} - f_1(i), \quad i=0, \dots, 4 \\ f_2(i+1) &= a_{i+1} - a_{10-i} + f_2(i), \quad i=0, \dots, 4 \end{aligned} \quad (15)$$

ただし、 $f_1(0) = f_2(0) = 1$ 、0である。LSP係数は、0と π の間の等間隔の60点で多項式 $F_1(z)$ および $F_2(z)$ を評価し、符号変化をチェックすることによって求められる。符号変化は根の存在を意味し、符号変化区間は、根をより良く追跡するために四つに分割される。チェビシェフ多項式が $F_1(z)$ およ

び $F_2(z)$ を評価するために使用される。この方法では、根は余弦領域 $\{q_i\}$ で直接求められる。 $z = \exp(j\omega)$ で評価した多項式 $F_1(z)$ および $F_2(z)$ は次のように書くことができる。

【数10】

$$F(\omega) = 2e^{-j5\omega}C(x) \quad (16)$$

ただし、

$$C(x) = T_5(x) + f(1)T_4(x) + f(2)T_3(x) + f(3)T_2(x) + f(4)T_1(x) + f(5)/2 \quad (17)$$

であり、 $T_m(x) = \cos(m\omega)$ は、 m 次のチェビシェフ多項式であり、 $f(i)$ ($i=1, \dots, 5$) は、式(15)を用いて計算した $F_1(z)$ または $F_2(z)$ のいずれかの係数である。多項式 $C(x)$ は、次の再帰的關係式を用いて、 $x = \cos(\omega)$ のある値において評価される。

【数11】

```
for k = 4 downto 1
    b_k = 2xb_{k+1} - b_{k+2} + f(5-k)
end
C(x) = xb_1 - b_2 + f(5)/2
```

*

$$\omega_i = \arccos(q_i), \quad i = 1, \dots, 10 \quad (18)$$

であり、ただし、 ω_i は、正規化された周波数領域 $[0, \pi]$ における線スペクトル周波数 (LSF) である。切替4次MA予測が、LSF係数の現在のセットを予測するために使用される。計算された係数セットと予測された係数セットの間の差が、2段ベクトル量子化器を用いて量子化される。第1段は128エントリ(7ビット)を有するコードブックL1を用いた10次元VQ※

※である。第2段は、それぞれ32エントリ(5ビット)を含む2個の5次元コードブックL2およびL3を用いた分割VQとして実装された10ビットVQである。

【0122】量子化プロセスを説明するため、まず復号プロセスについて記述するのが好都合である。各係数は、二つのコードブックの和から得られる。

【数12】

$$l_i = \begin{cases} \mathcal{L}1_i(L1) + \mathcal{L}2_i(L2), & i = 1, \dots, 5 \\ \mathcal{L}1_i(L1) + \mathcal{L}3_{(i-5)}(L3), & i = 6, \dots, 10 \end{cases} \quad (19)$$

ただし、L1、L2、およびL3はコードブックインデックスである。量子化されたLP合成フィルタにおける鋭い共鳴を避けるため、係数 l_i は、隣接する係数が最小距離Jを有するように配置される。その再配置ルーチンは以下のとおりである。

【数13】

```
for i = 2, ..., 10
    if (l_{i-1} > l_i - J)
        l_{i-1} = (l_i + l_{i-1} - J)/2
        l_i = (l_i + l_{i-1} + J)/2
    end
end
```

★

$$\hat{\omega}_i^{(m)} = \left(1 - \sum_{k=1}^4 m_i^k\right) \hat{\omega}_i^{(m)} + \sum_{k=1}^4 m_i^k \hat{\omega}_i^{(m-k)}, \quad i = 1, \dots, 10 \quad (20)$$

ただし、 m_i^k は、切替MA予測子の係数である。使用するMA予測子は、別のビットL0によって定義される。スタートアップ時に、 $l_i^{(k)}$ の初期値は、すべての $k < 0$ に対して $l_i = i\pi/11$ によって定義される。

【0124】 $\hat{\omega}_i$ を計算した後、対応するフィルタの

安定性がチェックされる。これは以下のように行われる。

1. 係数 $\hat{\omega}_i$ を値の増大する順に整列する。
2. $\hat{\omega}_1 < 0.005$ の場合、 $\hat{\omega}_1 = 0.005$ とする。

3. $\omega_{i+1} - \omega_i < 0$. 0001の場合、 $\omega_{i+1} = \omega_i + 0$. 0001とする ($i = 1, \dots, 9$).

4. $\omega_{10} > 3$. 135の場合、 $\omega_{10} = 3$. 135とする。

【0125】LSFパラメータを符号化する手続きについては以下のようにまとめることができる。二つのMA*

$$ELPC = \sum_{i=1}^{10} w_i (\omega_i - \hat{\omega}_i)^2 \quad (21)$$

【0126】重み w_i は、非量子化LSF係数の関数として適応化される。 10※【数16】

※

$$\begin{aligned} w_1 &= \begin{cases} 1.0 & \omega_2 - 0.04\pi - 1 > 0 \text{ の場合} \\ 10(\omega_2 - 0.04\pi - 1)^2 + 1 & \text{それ以外の場合} \end{cases} \\ w_i (2 \leq i \leq 9) &= \begin{cases} 1.0 & \omega_{i+1} - \omega_{i-1} - 1 > 0 \text{ の場合} \\ 10(\omega_{i+1} - \omega_{i-1} - 1)^2 + 1 & \text{それ以外の場合} \end{cases} \\ w_{10} &= \begin{cases} 1.0 & -\omega_9 + 0.92\pi - 1 > 0 \text{ の場合} \\ 10(-\omega_9 + 0.92\pi - 1)^2 + 1 & \text{それ以外の場合} \end{cases} \end{aligned} \quad (22)$$

さらに、重み w_5 および w_6 にはそれぞれ1.2が乗じられる。

★ベクトルは次式から得られる。

【数17】

【0127】現在のフレームに対して量子化されるべき★20

$$\hat{\omega}_i^{(m)} = \frac{\omega_i^{(m)} - \sum_{k=1}^4 m_k^* \hat{\omega}_i^{(m-k)}}{1 - \sum_{k=1}^4 m_k^*}, \quad i = 1, \dots, 10 \quad (23)$$

【0128】第1のコードブックL1が探索され、(重みなし)平均二乗誤差を最小化するエントリL1が選択される。この後、第2のコードブックL2の探索を行う。これは、第2段の下位部を定義する。可能な各候補ごとに、式(20)を用いて部分ベクトル ω_i ($i = 1, \dots, 5$)が再構成され、最小距離0.0001を保証するように再配置される。第1段の候補に加算し再配置した後に重み付きMSEの意味で対応する目標の下位部を最も良く近似するインデックスL2を有するベクトルが選択される。選択された第1段ベクトルL1および第2段の下位部(L2)を用いて、第2段の上位部がコードブックL3から探索される。この場合も、最小距離0.0001を保証するために再配置手続きが用いられる。全体の重み付きMSEを最小化するベクトルL3が選択される。

☆【0129】このプロセスは、L0によって定義される二つのMA予測子のそれぞれについて行われ、最小の重み付きMSEを生成するMA予測子L0が選択される。

【0130】[3.2.5 LSP係数の補間]量子化された(および量子化されていない)LP係数が、第2のサブフレームに対して使用される。第1のサブフレームに対しては、量子化された(および量子化されていない)LP係数は、隣接するサブフレームにおける対応するパラメータの線形補間から得られる。この補間は、q領域におけるLSP係数に対して行われる。 $q_i^{(m)}$ を、フレームmの第2サブフレームでのLSP係数とし、 $q_i^{(m-1)}$ を、過去のフレーム(m-1)の第2サブフレームでのLSP係数とする。これらの2個のサブフレームのそれぞれにおける(量子化されていない)補間LSP係数は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{サブフレーム1: } q_{1i} &= 0.5 q_i^{(m-1)} + 0.5 q_i^{(m)}, \quad i = 1, \dots, 10 \\ \text{サブフレーム2: } q_{2i} &= q_i^{(m)}, \quad i = 1, \dots, 10 \end{aligned} \quad (24)$$

同じ補間手続きが、 q_i を \hat{q}_i に置き換えることによって、量子化されたLSP係数の補間に使用される。

【0131】[3.2.6 LSPからLPへの変換]LSP係数は、量子化され補間された後、LP係数(a_i)に変換される。LP領域への変換は以下のように行われる。 $F_1(z)$ および $F_2(z)$ の係数は、量子化さ

れ補間されたLSP係数を既知として式(13)および式(14)を展開することによって求められる。以下の再帰的関係式が、 q_i から f_i ($i = 1, \dots, 5$)を計算するために使用される。

【数18】

```

for i = 1,...,5
  f1(i) = -2q2i-1f1(i-1) + 2f1(i-2)
  for j = i-1 downto 1
    f1(j) = f1(j) - 2q2i-1f1(j-1) + f1(j-2)
  end
end

```

ここで、初期値は $f_1(0) = 1$ および $f_1(-1) = 0$ である。係数 $f_2(i)$ は、 q_{2i-1} を q_{2i} で置き換えることによって同様に計算される。
 【0132】 係数 $f_1(i)$ および $f_2(i)$ が求められ*

$$\begin{aligned} f_1'(i) &= f_1(i) + f_1(i-1) & i=1, \dots, 5 \\ f_2'(i) &= f_2(i) - f_2(i-1) & i=1, \dots, 5 \end{aligned} \quad (25)$$

最後に、LP係数は次式によって得られる。 ※ ※ 【数19】

$$a_i = \begin{cases} 0.5f_1'(i) + 0.5f_2'(i) & i=1, \dots, 5 \\ 0.5f_1'(i-5) - 0.5f_2'(i-5) & i=6, \dots, 10 \end{cases} \quad (26)$$

これは、直接関係式 $A(z) = (F_1'(z) + F_2'(z)) / 2$ から導出される。 $F_1'(z)$ および $F_2'(z)$ がそれぞれ対称および反対称の多項式であるため、
 である。 ★ 【数20】

$$W(z) = \frac{A(z/\gamma_1)}{A(z/\gamma_2)} = \frac{1 + \sum_{i=1}^{10} \gamma_1^i a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{10} \gamma_2^i a_i z^{-i}} \quad (27)$$

γ_1 および γ_2 の値は、フィルタ $W(z)$ の周波数応答を決定する。これらの変数の適当な調節により、重み付けをより効果的にすることが可能である。これは、 γ_1 および γ_2 を、入力信号のスペクトル形状の関数とすることにより達成される。この適応は10msフレームごとに1回行われるが、各第1サブフレームごとに補間手続☆30

☆きが、この適応プロセスを円滑にするために使用される。スペクトル形状は、レヴィンソン＝ダービン漸化式（第3.2.2節）からの副産物として得られる2次線形予測フィルタから得られる。反射係数 k_i は次式により対数面積比 (LAR) o_i に変換される。
 【数21】

$$o_i = \log \frac{1.0 + k_i}{1.0 - k_i}, \quad i=1, 2 \quad (28)$$

これらのLAR係数は第2サブフレームに使用される。◆らのLARパラメータとの線形補間により得られ、次式第1サブフレームに対するLAR係数は、前フレームか◆で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{サブフレーム1: } o_{1i} &= 0.5 o_{i(m-1)} + 0.5 o_{i(m)}, \quad i=1, 2 \\ \text{サブフレーム2: } o_{2i} &= o_{i(m)}, \quad i=1, 2 \end{aligned} \quad (29)$$

スペクトル包絡線は、平坦 ($flat=1$) または傾斜 ($flat=0$) のいずれかとして特徴づけられる。各サブフレームごとに、この特性は、LAR係数にしきい値関数を適用することによって得られる。急激な変化を*
 【数22】

$$flat^{(m)} = \begin{cases} 0 & o_1 < -1.74 \text{ かつ } o_2 > 0.65 \text{ かつ } flat^{(m-1)} = 1 \text{ の場合} \\ 1 & o_1 > -1.52 \text{ かつ } o_2 < 0.43 \text{ かつ } flat^{(m-1)} = 0 \text{ の場合} \\ flat^{(m-1)} & \text{それ以外の場合} \end{cases} \quad (29)$$

サブフレームに対する補間されたスペクトルが平坦である ($flat^{(m)}=1$) として分類された場合、重み因子は $\gamma_1=0.94$ および $\gamma_2=0.6$ に設定される。ス

50 ベクトルが傾斜している ($flat^{(m)}=0$) として分類された場合、 γ_1 の値は0.98に設定され、 γ_2 の値はLP合成フィルタにおける共鳴の強度に適応させられ

るが、0.4と0.7の間に制限される。強い共鳴が存在する場合、 γ_2 の値は上限の近くに設定される。この適応は、現在のサブフレームに対する2個の連続するL*

$$d_{\min} = \min [\omega_{i+1} - \omega_i] \quad i = 1, \dots, 9 \quad (31)$$

以下の線形関係式が、 γ_2 を計算するために使用され ※ ※る。

$$\gamma_2 = -6.0 * d_{\min} + 1.0 \quad \text{かつ} \quad 0.4 \leq \gamma_2 \leq 0.7 \quad (32)$$

【0134】1サブフレーム内の重み付き音声信号は次式で与えられる。 ★

$$sw(n) = s(n) + \sum_{i=1}^{10} a_i \gamma_1^i s(n-i) - \sum_{i=1}^{10} a_i \gamma_2^i sw(n-i), \quad n = 0, \dots, 39 \quad (33)$$

重み付き音声信号 $sw(n)$ は、音声フレーム内のピッチ遅延の評価を求めるために使用される。

【0135】[3.4 開ループピッチ分析] 最良の適応コードブック遅延の探索の複雑さを縮小するため、探索範囲は、開ループピッチ分析から得られる候補遅延 T_{op} の付近に制限される。この開ループピッチ分析はフレ

$$R(t) = \sum_{n=0}^n sw(n)sw(n-t) \quad (34)$$

の3個の極大が、次の三つの範囲から求められる。

$i=1$: 80, ..., 143

$i=2$: 40, ..., 79

$i=3$: 20, ..., 39

20 ◆ 保持される極大 $R(t_i)$ ($i=1, \dots, 3$) は次式により正規化される。

【数25】

$$R'(t_i) = \frac{R(t_i)}{\sqrt{\sum_n sw^2(n-t_i)}}, \quad i=1, \dots, 3 \quad (35)$$

これらの3個の正規化された相関のうちの一つが、低いほうの範囲における値の遅延が大きくなるようにすることにより選択される。これは、長いほうの遅延に対応する正規化相関に重みを付けることによってなされる。最良の開ループ遅延 T_{op} は以下のように決定される。

【数26】

```

 $T_{op} = t_1$ 
 $R'(T_{op}) = R'(t_1)$ 
if  $R'(t_2) \leq 0.85 R'(T_{op})$ 
     $R'(T_{op}) = R'(t_2)$ 
     $T_{op} = t_2$ 
end if  $R'(t_3) \leq 0.85 R'(T_{op})$ 
     $R'(T_{op}) = R'(t_3)$ 
     $T_{op} = t_3$ 
end

```

【0136】遅延範囲を3セクションに分割し低いほうのセクションに有利になるようにするこの手続きは、ピッチ倍音を選択することを避けるために用いられる。

【0137】[3.5 インパルス応答の計算] 重み付き合成フィルタ $W(z)/A^*(z)$ のインパルス応答 $h(n)$ は、各サブフレームごとに計算される。このインパルス応答は、適応コードブックおよび固定コードブックの探索のために必要とされる。インパルス応答 h

* SP係数の間の最小距離に基づく判断基準によって達成される。この最小距離は次式で与えられる。

☆-ム (10ms) ごとに1回行われる。開ループピッチ評価は、式(33)の重み付き音声信号 $sw(n)$ を使用し、以下に行われる。

第1ステップでは、相関

【数24】

(n) は、零点により延長されたフィルタ $A(z/\gamma_1)$ の係数のベクトルを、2個のフィルタ $1/A^*(z)$ および $1/A(z/\gamma_2)$ によってフィルタリングすることにより計算される。

【0138】[3.6 目標信号の計算] 適応コードブック探索のための目標信号 $x(n)$ は、通常、重み付き合成フィルタ $W(z)/A^*(z) = A(z/\gamma_1)/[A^*(z)A(z/\gamma_2)]$ の0入力応答を、式(33)の重み付き音声信号 $sw(n)$ から減算することにより計算される。これは、サブフレームごとに行われる。

【0139】この勧告で使用される、目標信号を計算する同等な手続きは、合成フィルタ $1/A^*(z)$ と重み付けフィルタ $A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2)$ の組合せにより、LP残差信号 $r(n)$ をフィルタリングすることである。サブフレームの励振を決定した後、これらのフィルタの初期状態は、LP残差と励振の間の差をフィルタリングすることにより更新される。これらのフィルタのメモリ更新については第3.10節で説明する。

【0140】目標ベクトルを求めるために必要とされる残差信号 $r(n)$ は、過去の励振のバッファを拡張するために適応コードブック探索においても使用される。これは、次節で説明するように、サブフレームサイズであ

る40より小さい遅延に対する適応コードブック探索手
続きを簡単化する。LP残差は次式で与えられる。 * 【数27】

$$r(n) = s(n) + \sum_{i=1}^{10} \hat{a}_i s(n-i), \quad n = 0, \dots, 39 \quad (36)$$

【0141】 [3. 7 適応コードブック探索] 適応コ
ードブックパラメータ (あるいはピッチパラメータ) は
遅延および利得である。ピッチフィルタを実装するた
めの適応コードブック法では、励振は、サブフレーム長よ
り小さい遅延に対して反復される。探索段では、励振
は、閉ループ探索を簡単化するために、LP残差により
延長される。適応コードブック探索は (5msの) サブ
フレームごとに行われる。第1のサブフレームでは、分
解能1/3の分数ピッチ遅延 T_1 が範囲 [19 (1/
3), 84 (2/3)] の範囲で使用され、整数は範囲
[85, 143] のみで使用される。第2のサブフレーム
では、分解能1/3の遅延 T_2 が範囲 [(int) T_1
- 5 (2/3), (int) $T_1 + 4$ (2/3)] の範
囲で常に使用される。ただし、(int) T_1 は、第1
サブフレームの分数ピッチ遅延 T_1 に最も近い整数であ
る。この範囲は、 T_1 が遅延範囲の境界にまたがるよ
うな場合に適応している。

【0142】 各サブフレームごとに、最適な遅延が、重
み付き平均二乗誤差を最小化する閉ループ分析を用いて
決定される。第1サブフレームにおいて、遅延 T_1 は、
開ループ遅延 T_{op} (第3. 4節参照) 付近の遅延値の小
範囲 (6サンプル) を探索することにより求められる。
探索境界 t_{min} および t_{max} は次のように定義される。

【数28】

$$R(k) = \frac{\sum_{n=0}^{39} x(n)y_k(n)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{39} y_k(n)y_k(n)}} \quad (37)$$

ただし、 $x(n)$ は目標信号であり、 $y_k(n)$ は、遅
延 k における過去のフィルタリングされた励振 (h

(n)と畳込みをとった過去の励振)である。注意すべ
き点であるが、探索範囲はあらかじめ選択された値の付
近に制限されており、その値は、第1サブフレームでは
閉ループピッチ T_{op} であり、第2サブフレームでは T_1 ★40

$$y_k(n) = y_{k-1}(n-1) + u(-k)h(n), \quad n = 39, \dots, 0 \quad (38)$$

ただし、 $u(n)$ ($n = -143, \dots, 39$)は励振
バッファであり、 $y_{k-1}(-1) = 0$ である。注意すべ
き点であるが、探索段では、サンプル $u(n)$ ($n =$
0, ..., 39)は未知であり、これらは40より小さ
いピッチ遅延に対して必要とされる。探索を簡単化する
ため、式(38)の関係がすべての遅延に対して妥当に
なるように、LP残差が $u(n)$ にコピーされる。

【0145】 T_2 の決定、および、最適整数閉ループ遅

※

```
t_min = T_op - 3
if t_min < 20 then t_min = 20
t_max = t_min + 6
if t_max > 143 then
    t_max = 143
    t_min = t_max - 6
end
```

第2サブフレームでは、閉ループピッチ分析は、最適な
遅延 T_2 を見つけるために、第1サブフレームで選択さ
れたピッチの付近で行われる。探索境界は、 $t_{min} - 2$
/3と $t_{max} + 2$ /3の間である。ただし、 t_{min} および
 t_{max} は T_1 から以下のように導出される。

【数29】

```
t_min = (int)T_1 - 5
if t_min < 20 then t_min = 20
t_max = t_min + 9
if t_max > 143 then
    t_max = 143
    t_min = t_max - 9
end
```

【0143】 閉ループピッチ探索は、もとの音声と合成
された音声の間の平均二乗重み付き誤差を最小化する。
これは、次の項を最大化することによって達成される。

【数30】

★である。

【0144】 畳込み $y_k(n)$ は遅延 t_{min} に対して計算
され、探索範囲 $k = t_{min} + 1, \dots, t_{max}$ ではその他
の整数遅延に対して計算され、次の再帰的關係式を用い
て更新される。

延が84より小さい場合には T_1 の決定のため、最適整
数遅延付近の分数をテストしなければならない。分数ピ
ッチ探索は、式(37)における正規化相関を補間し、
その最大値を探索することによりなされる。補間は、 s
 $\sin c$ 関数を±11で切り落とし±12で0を埋め合わ
せた ($b_{12}(12) = 0$) ハミング窓 $\sin c$ 関数に基
づくFIRフィルタ b_{12} を用いてなされる。このフィル
タは、オーバーサンプリング領域内の3600Hzに遮

37

38

断周波数(-3dB)を有する。分数 $-2/3$ 、 $-1/3$ 、 0 、 $1/3$ 、および $2/3$ に対して補間された R

* (k) の値は、次の補間公式を用いて得られる。
【数31】

$$R(k)_t = \sum_{i=0}^2 R(k-i) b_{12}(t+i.3) + \sum_{i=0}^2 R(k+1+i) b_{12}(3-t+i.3), \quad t=0,1,2 \quad (39)$$

ただし、 $t=0, 1, 2$ はそれぞれ分数 0 、 $1/3$ 、および $2/3$ に対応する。注意すべき点であるが、正しい補間を行うためには、範囲 $t_{\min}-4$ 、 $t_{\max}+4$ を用いて式(37)における相関項を計算することが必要である。

※の生成] 非整数のピッチ遅延が決定された後、適応コードブックベクトル $v(n)$ が、与えられた整数遅延 k における過去の励振信号 $u(n)$ と分数 t を補間することによって次のように計算される。

10 【数32】

【0146】 [3. 7. 1 適応コードブックベクトル※

$$v(n) = \sum_{i=0}^2 u(n-k+i) b_{30}(t+i.3) + \sum_{i=0}^2 u(n-k+1+i) b_{30}(3-t+i.3), \quad n=0, \dots, 39, t=0,1,2 \quad (40)$$

補間フィルタ b_{30} は、 sinc 関数を ± 29 で切り落とし ± 30 で 0 を埋め合わせた($b_{30}(30)=0$)ハミング窓 sinc 関数に基づく。このフィルタは、オーバーサンプリング領域において 3600Hz に遮断周波数(-3dB)を有する。

★において8ビットで符号化され、第2サブフレームにおける相対遅延は5ビットで符号化される。分数遅延 T は、その整数部分(int) T と、分数部分 $\text{frac}/3$ ($\text{frac}=-1, 0, 1$)によって表現される。ピッチインデックス $P1$ は次のように符号化される。

【0147】 [3. 7. 2 適応コードブック遅延に対する符号語計算] ピッチ遅延 $T1$ は第1サブフレームに★

20 【数33】

$$P1 = \begin{cases} ((\text{int})T1 - 19) * 3 + \text{frac} - 1 & T1 = [19, \dots, 85], \text{frac} = [-1, 0, 1] \text{ の場合} \\ ((\text{int})T1 - 85) + 197 & T1 = [86, \dots, 143], \text{frac} = 0 \text{ の場合} \end{cases} \quad (41)$$

【0148】 ピッチ遅延 $T2$ の値は、 $T1$ の値に対して相対的に符号化される。前と同じ解釈を用いて、整数部分(int) $T2$ と、分数部分 $\text{frac}/3$ ($\text{frac}=\star$

☆ $-1, 0, 1$)によって表現される分数遅延 $T2$ は、次のように符号化される。

$$P2 = ((\text{int})T2 - t_{\min}) * 3 + \text{frac} + 2 \quad (42)$$

ただし、 t_{\min} は前と同様に $T1$ から導出される。

◆再計算され、再計算結果の値が送信された値と一致しない場合、誤り隠蔽手続きが適用される。

【0149】 ランダムビット誤りに対して符号器をより強固にするため、第1サブフレームの遅延インデックスに対してパリティビット $P0$ が計算される。このパリティビットは、 $P1$ の6個の上位ビットに対するXOR演算により生成される。復号器で、このパリティビットは◆

30

【0150】 [3. 7. 3 適応コードブック利得の計算] 適応コードブック遅延が決定された後、適応コードブック利得 g_p が次のように計算される。

【数34】

$$g_p = \frac{\sum_{n=0}^{39} x(n)y(n)}{\sum_{n=0}^{39} y(n)y(n)}, \quad \text{ただし } 0 \leq g_p \leq 1.2 \text{ に限る} \quad (43)$$

ただし、 $y(n)$ は、フィルタリングされた適応コードブックベクトル($v(n)$ に対する $W(z)/A^{\wedge}$ (z)の0状態応答)である。このベクトルは、 v

* (n) と $h(n)$ の畳込みをとることにより得られる。

40 【数35】

*

$$v(n) = \sum_{i=0}^n v(i)h(n-i), \quad n=0, \dots, 39 \quad (44)$$

注意すべき点であるが、式(37)内の項を最大化することにより、ほとんどの場合 $g_p > 0$ である。信号が負の相関のみを含む場合、 g_p の値は 0 に設定される。

構造に基づく。このコードブックでは、各コードブックベクトルは4個の非零パルスを含む。各パルスは $+1$ または -1 のいずれかの振幅を有することが可能であり、表7に与えられる位置をとることが可能である。

【表7】

【0151】 [3. 8 固定コードブック：構造および探索] 固定コードブックは、インタリーブされた単一パルス置換(ISSP)設計を用いた代数的コードブック

50

図7: 固定コードブックCの構造

パルス	符号	位置
i0	a0	0, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 35
i1	a1	1, 6, 11, 16, 21, 26, 31, 36
i2	a2	2, 7, 12, 17, 22, 27, 32, 37
i3	a3	3, 8, 13, 18, 23, 28, 33, 38 4, 9, 14, 19, 24, 29, 34, 39

*

$$c(n) = s0\delta(n-i0) + s1\delta(n-i1) + s2\delta(n-i2) + s3\delta(n-i3), \quad n=0, \dots, 39 \quad (45)$$

ただし、 $\delta(0)$ は単位パルスである。このコードブックに組み込まれた特徴は、選択されるコードブックベクトルが、合成される音声の品質を改善するように倍音成分を増強する適応前置フィルタ $P(z)$ によりフィルタリングされることである。ここで、このフィルタとしては

$$P(z) = 1 / (1 - \beta z^{-T}) \quad (46)$$

が使用される。ただし、 T は現在のサブフレームのピッチ遅延の整数成分であり、 β はピッチ利得である。 β の※

$$h(n) = h(n) + \beta h(n-T), \quad n=T, \dots, 39 \quad (48)$$

【0153】 [3. 8. 1 固定コードブック探索手続き] 固定コードブックは、式(33)の重み付き入力音声 $sw(n)$ と、重み付き再構成音声の間の平均二乗誤差を最小化することによって探索される。閉ループピッチ★

$$x_2(n) = x(n) - g_p y(n), \quad n=0, \dots, 39 \quad (49)$$

ただし、 $y(n)$ は、式(44)のフィルタリングされた適応コードブックベクトルである。

【0154】 行列 H は、対角線に $h(0)$ を有し下対角線に $h(1), \dots, h(39)$ を有する下三角テープリッツ畳込み行列として定義される。 c_k がインデック ☆

$$\frac{C_i^2}{E_i} = \frac{(\sum_{n=0}^{39} d(n)c_k(n))^2}{c_k^2 \Phi c_k} \quad (50)$$

ただし、 $d(n)$ は、目標信号 $x_2(n)$ とインパルス応答 $h(n)$ の間の相関であり、 $\Phi = H^t H$ は、 $h(n)$ の相関行列である。信号 $d(n)$ および行列 Φ は◆

$$d(n) = \sum_{i=n}^{39} x(i)h(i-n), \quad n=0, \dots, 39 \quad (51)$$

また、対称行列 Φ の要素は次式によって計算される。 * * 【数38】

$$\phi(i, j) = \sum_{n=j}^{39} h(n-i)h(n-j), \quad (j \leq i) \quad (52)$$

【0155】 注意すべき点であるが、探索手続きを高速化するために、必要な要素のみが計算され、効率的な記憶手続きが設計されている。

【0156】 コードブック C の代数的構造により、コードブックベクトル c_k は非零パルスを4個だけ含むた

* 【0152】 コードブックベクトル $c(n)$ は、零ベクトルをとり、求められた位置に4個の単位パルスを置き、対応する符号を乗じることによって構成される。

※値は、0.2から0.8までに制限される前サブフレームからの量子化された適応コードブック利得を用いることによって適応化される。

$$\beta = g_p^{(m-1)} \quad 0.2 \leq \beta \leq 0.8 \quad (47)$$

このフィルタは、サブフレームサイズ40より小さい遅延に対して倍音構造を増強する。この修正は、次式に従ってインパルス応答 $h(n)$ を修正することにより固定コードブック探索に組み込まれる。

★チ探索で使用される目標信号は、適応コードブック寄与を減算することによって更新される。すなわち次式のようになる。

☆ス k における代数的コードベクトルである場合、コードブックは、次の項を最大化することによって探索される。

【数36】

◆コードブック探索の前に計算される。 $d(n)$ の要素は次式から計算される。

【数37】

め、高速な探索手続きが可能となる。与えられたベクトル c_k に対して式(50)の分子の相関は次式で与えられる。

【数39】

$$C = \sum_{i=0}^3 a_i d(m_i) \quad (53)$$

ただし、 m_i は*i*番目のパルスの位置であり、 a_i はその *えられる。
振幅である。式(50)の分母のエネルギーは次式で与* 【数40】

$$E = \sum_{i=0}^3 \phi(m_i, m_i) + 2 \sum_{i=0}^2 \sum_{j=i+1}^3 a_i a_j \phi(m_i, m_j) \quad (54)$$

【0157】探索手続きを簡単化するため、パルス振幅は、信号 $d(n)$ を量子化することによってあらかじめ決定される。これは、ある位置におけるパルスの振幅をその位置における $d(n)$ の符号に等しいと設定することによってなされる。コードブック探索の前に、以下の※

$$\begin{aligned} \phi'(i, j) &= \text{sign}[d(i)] \text{sign}[d(j)] \phi(i, j) \\ , \quad i &= 0, \dots, 39, \quad j = i, \dots, 39 \end{aligned} \quad (55)$$

式(54)における因子2を除去するため次のように置★20★く。

$$\phi'(i, i) = 0.5 \phi(i, i), \quad i = 0, \dots, 39 \quad (56)$$

すると、式(53)の相関は次式で与えられる。

$$C = d'(m_0) + d'(m_1) + d'(m_2) + d'(m_3) \quad (57)$$

また、式(54)のエネルギーは次式で与えられる。 ☆ ☆【数41】

$$\begin{aligned} E &= \phi'(m_0, m_0) \\ &+ \phi'(m_1, m_1) + \phi'(m_0, m_1) \\ &+ \phi'(m_2, m_2) + \phi'(m_0, m_2) + \phi'(m_1, m_2) \\ &+ \phi'(m_3, m_3) + \phi'(m_0, m_3) + \phi'(m_1, m_3) + \phi'(m_2, m_3) \end{aligned} \quad (58)$$

【0158】探索手続きをさらに簡単化するために集中探索法が用いられる。この方法では、最後のループには入る前に、あらかじめ計算されたしきい値がテストされ、このしきい値を越える場合に限りループに入る。コードブックのうちの小さい割合を探索するように、ループに入ることが可能な最大回数は固定される。しきい値は、相関 C に基づいて計算される。コードブック探索の前に、最初の3個のパルスの寄与による最大絶対相関および平均相関(\max_3 および av_3)が求められる。しきい値は次式で与えられる。

$$\text{thr}_3 = \text{av}_3 + K_3 (\max_3 - \text{av}_3) \quad (59)$$

絶対相関(3個のパルスによる)が thr_3 を越えるときに限り第4のループに入る。ただし $0 \leq K_3 < 1$ である。 K_3 の値は、コードブック探索の割合を制御し、ここでは0.4に設定される。注意すべき点であるが、こ◆

$$\begin{aligned} C &= (i_0/5) + 8 * (i_1/5) + 64 * (i_2/5) + 512 * (2 \\ &* (i_3/5) + jx) \end{aligned} \quad (61)$$

ただし、 $i_3 = 3, 8, \dots$ の場合 $jx = 0$ であり、 $i_3 = 4, 9, \dots$ の場合 $jx = 1$ である。

※ステップが実行される。第1に、信号 $d(n)$ が二つの信号、すなわち、絶対値信号 $d'(n) = |d(n)|$ と、符号信号 $\text{sign}[d(n)]$ に分解される。第2に、行列 ϕ は、符号情報を含むように修正される。すなわち、次式のようになる。

◆の結果、探索時間は可変となり、探索をさらに制御するには、最終ループに入る回数(2個のサブフレームに対して)はある最大値を越えることはできない。この最大値はここでは180(サブフレームあたり最悪の場合が平均90回)に設定される。

【0159】[3.8.2 固定コードブックの符号語計算]パルス i_0, i_1 、および i_2 のパルス位置はそれぞれ3ビットで符号化され、 i_3 の位置は4ビットで符号化される。各パルス振幅は1ビットで符号化される。これにより、4パルスに対して全部で17ビットとなる。符号が正の場合 $s = 1$ 、符号が負の場合 $s = 0$ と定義することにより、符号符号語は次式から得られる。
 $S = s_0 + 2 * s_1 + 4 * s_2 + 8 * s_3 \quad (60)$
また、固定コードブック符号語は次式から得られる。

【0160】[3.9 利得の量子化]適応コードブック利得(ピッチ利得)および固定(代数的)コードブック

* 均二乗重み付き誤差を最小化することによってなされる。この誤差は次式で与えられる。

z (62)

※ベクトルと $h(n)$ の畳込みである。
【数42】

【0161】 [3. 9. 1 利得予測] 固定コードブッ

★る。

【0162】固定コードブック寄与の平均エネルギーは次式で与えられる。

【数4 3】

固定コードブック利得 g_c でベクトル c_i をスケールした後、スケールされた固定コードブックのエネルギーは $20 \log(g_c) + E$ で与えられる。 $E^{(m)}$ を、次式で与えられる、サブフレーム m における（スケールされた）固定コードブック寄与の平均除去エネルギー（単位 dB ）とする。

$$\star E^{(\mathbb{M})} = 2010g(g_c) + E - E$$

20 ただし、 $E = 30 \text{ dB}$ は、固定コードブック励振の平均エネルギーである。利得 g_c は、 $E(m)$ 、 E 、および \bar{E} の関数として次のように表すことができる。

【数4 4】

$$g_c = 10^{(E^{(m)} + E - E)/20} \quad (67)$$

(\bar{E} は、明細書中ではEで表す。)

【0163】予測利得 g_c' は、以前の固定コードブック寄与の対数エネルギーから現在の固定コードブック寄与の対数エネルギーを予測することによって求められ

◆る。4次MA予測は以下のように行われる。予測エネルギーは次式で与えられる。

ただし、 $[b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] = [0.68 \ 0.58 \ 0.34 \ 0.19]$ は MA 予測係数であり、 $R^{(m)}$ は、サブフレーム m における予測誤差 $R^{(m)}$ の量子化バージョンであって次式で定義される。

$$R(m) = E(m) - R^*(m) \quad (69)$$

*【0164】予測利得 g_c' は、式(67)においてE(m)をその予測値で置き換えることによって求められる。

【数4 6】

$$g'_c = 10^{(E^{(m)} + E - E)/20} \quad (70)$$

クGBからなる。各コードブックにおける第1の要素は、量子化された適応コードブック利得 g_p を表し、第2の要素は、量子化された固定コードブック利得補正因子 γ を表す。GAおよびGBそれぞれに対するコードブックインデックス m および n が与えられた場合、量子化された適応コードブック利得は次式で与えられる。

$$R(m) = E(m) - E(m) = 2010g(r) \quad (71)$$

【0165】[3. 9. 2 利得量子化のためのコードブック探索] 適応コードブック利得 g_p および補正因子 γ は、2 段共役構造化コードブックを用いてベクトル量子化される。第 1 段は、3 ビットの 2 次元コードブック GA からなり、第 2 段は、4 ビットの 2 次元コードブック

【数4 7】

$$\hat{g}_p = \mathcal{G}A_1(m) + \mathcal{G}B_1(n)$$

また、量子化された固定コードブック利得は次式で与えられる。

* 【数48】

$$\hat{g}_c = \hat{g}'_c \hat{\gamma} = \hat{g}'_c (\mathcal{G}A_2(m) + \mathcal{G}B_2(n))$$

(72)

(73)

【0166】この共役構造は、前選択プロセスを適用することによって、コードブック探索を簡単化する。最適なピッチ利得 \hat{g}_p および固定コードブック利得 \hat{g}_c は式

(62) から導出され、前選択のために使用される。コードブックGAは8個のエントリを含み、その第2の要素 (\hat{g}_c に対応する) は一般に第1の要素 (\hat{g}_p に対応する) よりも大きい値を有する。このバイアスにより、 \hat{g}_c の値を用いた前選択が可能となる。この前選択プロセスでは、第2の要素が \hat{g}_c に近いような4個のベクトルからなるクラスタが \hat{g}_c および \hat{g}_p から導出される。同様に、コードブックGBは16個のエントリを含み、それらのエントリは第1の要素 (\hat{g}_p に対応する) へ向かうバイアスを有する。第1の要素が \hat{g}_p に近いような8個のベクトルからなるクラスタが選択される。こうして、各コードブックごとに、最良の50%の候補ベクトル*

$$u(n) = \hat{g}_p v(n) + \hat{g}_c c(n), \quad n=0, \dots, 39 \quad (7)$$

4)

ただし、 \hat{g}_p および \hat{g}_c は、それぞれ、量子化された適応コードブックおよび固定コードブックの利得であり、 $v(n)$ は適応コードブックベクトル (補間された過去の励振) であり、 $c(n)$ は固定コードブックベクトル (ピッチ先鋭化を含む代数的コードベクトル) である。フィルタの状態は、40サンプルのサブフレームに対してフィルタ $1/A^*(z)$ および $A(z/r_1)/A(z/r_2)$ により信号 $r(n) - u(n)$ (残差と励振の差) をフィルタリングし、フィルタの状態を保存することによって更新することができる。これは、三つのフィルタ動作を必要とする。1回のフィルタリングしか必要としないさらに簡単な方法は以下のとおりである ★

$$ew(n) = x(n) - \hat{g}_p y(n) + \hat{g}_c z(n) \quad (75)$$

信号 $x(n)$ 、 $y(n)$ 、および $z(n)$ は利用可能であるため、重み付けフィルタの状態は、 $n=3$

0, ..., 39 に対して式 (75) のようにして ew

(n) を計算することにより更新される。これにより、2回のフィルタ動作が節約される。

【0169】[3.11 符号器および復号器の初期化] すべての静的な符号器変数は、表8に列挙した変数を除いては0に初期化される。これらの変数は復号器に対しても同様に初期化する必要がある。

【表8】

※ルが選択される。この後、2個のインデックスの組合せが式 (62) の重み付き平均二乗誤差を最小化するように、残りの $4 \times 8 = 32$ 個の可能性にわたる全数探索が行われる。

【0167】[3.9.3 利得量子化器に対する符号語計算] 利得量子化器に対する符号語GAおよびGBは、最良選択に対応するインデックスから得られる。単一ビット誤りの影響を軽減するため、コードブックインデックスはマッピングされる。

【0168】[3.10 メモリ更新] 合成フィルタおよび重み付けフィルタの状態の更新が、次のサブフレームにおける目標信号の計算のために必要である。二つの利得が量子化された後、現在のサブフレームの励振信号 $u(n)$ は次式により求められる。

★る。局所合成音声 $\hat{s}(n)$ が、 $1/A^*(z)$ により励振信号をフィルタリングすることによって計算される。入力 $r(n) - u(n)$ によるこのフィルタの出力は、 $e(n) = s(n) - \hat{s}(n)$ と等価である。従って、合成フィルタ $1/A^*(z)$ の状態は $e(n)$ ($n=30, \dots, 39$) によって与えられる。フィルタ $A(z/r_1)/A(z/r_2)$ の状態の更新は、誤差信号 $e(n)$ をこのフィルタによりフィルタリングして知覚的重み付き誤差 $ew(n)$ を求めることにより行うことができる。しかし、信号 $ew(n)$ は、次式によっても求めることができる。

表8: 0以外に初期化されるパラメータの記述

変数	参照	初期値
β	第3.8節	0.8
l_i	第3.2.4節	$i\pi/11$
q_i	第3.2.4節	0.9595, ...,
$\hat{A}^{(k)}$	第3.9.1節	-14

【0170】[4 復号器の機能的記述] 復号器における信号フローを図7に示した。まず、パラメータ (LP係数、適応コードブックベクトル、固定コードブックベクトル、および利得) が復号される。これらの復号されたパラメータは、再構成音声信号を計算するために使用される。このプロセスを第4.1節で説明する。この再構成信号は、ポストフィルタおよび高域フィルタからなる後処理動作によって増強される (第4.2節)。第

4. 3節では、パリティ誤りが起きたとき、または、フレーム消失フラグがセットされたときに使用される誤り隠蔽手続きについて説明する。

【0171】 [4. 1 パラメータ復号手続き] 送信されるパラメータを図9に列挙する。起動時には、すべて*

*の静的符号器変数は、表8に列挙した変数を除いては0に初期化される。復号プロセスは、以下の順序で行われる。

【表9】

表9: 送信されるパラメータインデックスの記述。
ビットストリーム順序は表における順序に反映されている。
各パラメータごとに最上位ビット (MSB) が最初に送信される。

記号	説明	ビット数
L0	LSP 量子化器の切替予測子インデックス	1
L1	LSP 量子化器の第1段ベクトル	7
L2	LSP 量子化器の第2段低位ベクトル	5
L3	LSP 量子化器の第2段高位ベクトル	5
P1	ピッチ遅延, 第1サブフレーム	8
P0	ピッチに対するパリティビット	1
S1	パルスの符号, 第1フレーム	4
C1	固定コードブック, 第1フレーム	13
GA1	利得コードブック (段1), 第1フレーム	3
GB1	利得コードブック (段2), 第1フレーム	4
P2	ピッチ遅延, 第2サブフレーム	5
S2	パルスの符号, 第2フレーム	4
C2	固定コードブック, 第2フレーム	13
GA2	利得コードブック (段1), 第2フレーム	3
GB2	利得コードブック (段2), 第2フレーム	4

【0172】 [4. 1. 1 LPフィルタパラメータの復号] 受信したLSP量子化器のインデックスL0、L1、L2、およびL3は、第3. 2. 4節で説明した手続きで用いられる量子化LSP係数を再構成するために使用される。第3. 2. 5節で説明した補間手続きを用いて、2個の補間LSPベクトル（2このサブフレームに対応する）を得る。各サブフレームごとに、補間LSPベクトルはLPフィルタ係数 a_i に変換され、これらは、そのサブフレームにおける再構成音声を合成するために使用される。

【0173】 以下のステップが、各サブフレームごとに反復される。

1. 適応コードブックベクトルの復号。
2. 固定コードブックベクトルの復号。
3. 適応コードブックおよび固定コードブックの利得の復号。
4. 再構成音声の計算。

【0174】 [4. 1. 2 適応コードブックベクトルの復号] 受信した適応コードブックインデックスは、ピッチ遅延の整数部分および小数部分を求めるために使用される。 T_1 の整数部分 $(int)T_1$ および小数部分 $frac$ はP1から以下のようにして得られる。

【数49】

```

if P1 < 197
    (int)T1 = (P1 + 2)/3 + 19
    frac = P1 - (int)T1 * 3 + 58
else
    (int)T1 = P1 - 112
    frac = 0
end

```

【0175】 T_2 の整数部分および小数部分はP2および t_{min} から以下のようにして得られる。 t_{min} はP1から導出される。

【数50】

```

t_min = (int)T1 - 5
if t_min < 20 then t_min = 20
t_max = t_min + 9
if t_max > 143 then
    t_max = 143
    t_min = t_max - 9
end

```

ここで T_2 は次のようにして得られる。

【数51】

```

(int)T2 = (P2 + 2)/3 - 1 + t_min
frac = P2 - 2 - ((P2 + 2)/3 - 1) * 3

```

【0176】 適応コードブックベクトル $v(n)$ は、式(40)を用いて（ピッチ遅延における）過去の励振 $u(n)$ を補間することにより求められる。

【0177】 [4. 1. 3 固定コードブックベクトルの復号] 受信した固定コードブックインデックスCは、励振パルスの位置を抽出するために使用される。パルスの符号はSから得られる。パルスの位置および符号が復号されると、固定コードブックベクトル $c(n)$ を構成することができる。ピッチ遅延 T の整数部分がサブフレームサイズ40より小さい場合、ピッチ増強手続きが適用され、式(48)に従って $c(n)$ を修正する。

【0178】 [4. 1. 4 適応コードブックおよび固定コードブックの利得の復号] 受信した利得コードブッ

クインデックスは、適応コードブック利得 g_p および固定コードブック利得補正因子 γ を与える。この手続きは第3.9節に詳細に説明した。推定される固定コードブック利得 g_c は式(70)を用いて求められる。固定コードブックベクトルは、量子化された利得補正因子と、この予測利得との積から得られる(式(64))。適応コードブック利得は式(72)を用いて再構成される。

【0179】[4.1.5 パリティビットの計算] 音声を再構成する前に、パリティビットが、適応コードブ*10

$$\hat{s}(n) = u(n) - \sum_{i=1}^{10} \hat{a}_i \hat{s}(n-i), \quad n=0, \dots, 39 \quad (76)$$

ただし、 \hat{a}_i は、補間されたLPフィルタ係数である。

【0181】その後、再構成音声 $\hat{s}(n)$ は、時節で説明するポストプロセッサによって処理される。

【0182】[4.2 後処理] 後処理は三つの機能、すなわち、適応ポストフィルタリング、高域フィルタリング、および信号アップスケーリングからなる。適応ポストフィルタは、3個のフィルタ、すなわち、ピッチポストフィルタ $H_p(z)$ 、短期ポストフィルタ $H_f(z)$ 、および傾斜補償フィルタ $H_t(z)$ のカスケードである。ポストフィルタは、5msのサブフレームごとに更新される。ポストフィルタリングプロセスは以下のように編成される。最初に、合成音声 $\hat{s}(n)$ は、 $A^{\wedge}(z/\gamma_n)$ により逆フィルタリングされ、残差信号 $r^{\wedge}(n)$ を生成する。信号 $r^{\wedge}(n)$ は、ピッチ遅延*

$$H_p(z) = \frac{1}{1+g_0}(1+g_0 z^{-T}) \quad (77)$$

ただし、 T はピッチ遅延である。また、 g_0 は次式で与えられる利得因子である。

$$g_0 = \gamma_p g_{pit} \quad (78)$$

ただし、 g_{pit} はピッチ利得である。ピッチ遅延およびピッチ利得はいずれも、復号器出力信号から決定される。注意すべき点であるが、 g_{pit} は1を限界とし、ピッチ予測利得が3dBより小さい場合には0に設定される。因子 γ_p は、倍音ポストフィルタリングの量を制御★

$$\hat{r}(n) = \hat{s}(n) + \sum_{i=1}^{10} \gamma_n^i \hat{a}_i \hat{s}(n-i) \quad (79)$$

ピッチ遅延は、2パス手続きを用いて計算される。第1パスは、範囲 $[T_1-1, T_1+1]$ において最良の整数 T_0 を選択する。ただし、 T_1 は第1サブフレームにおけ☆

$$R(k) = \sum_{n=0}^{39} \hat{r}(n) \hat{r}(n-k) \quad (80)$$

*ック遅延から再計算される(第3.7.2節)。このビットが送信されたパリティビット P_0 と同一でない場合、送信中にビット誤りが生じた可能性があり、第4.3節の誤り隠蔽手続きが使用される。

【0180】[4.1.6 再構成音声の計算] 合成フィルタの入力における励振 $u(n)$ (式(74)参照)は、LP合成フィルタへの入力である。サブフレームに対する再構成音声は次式で与えられる。

【数52】

※延 T および利得 g_{pit} を計算するために用いられる。信号 $r^{\wedge}(n)$ は、ピッチポストフィルタ $H_p(z)$ によりフィルタリングされて信号 $r'(n)$ が生成される。続いて信号 $r'(n)$ は、合成フィルタ $1/[g_f A^{\wedge}(z/\gamma_d)]$ によりフィルタリングされる。最後に、合成フィルタ $1/[g_f A^{\wedge}(z/\gamma_d)]$ の出力信号は、傾斜補償フィルタ $H_t(z)$ を通り、ポストフィルタリングされた合成音声信号 $s_f(n)$ が生成される。その後、適応利得制御が $s_f(n)$ と $\hat{s}(n)$ の間に適用され、信号 $s_f'(n)$ が生成される。その後、高域フィルタリングおよびスケール操作が、ポストフィルタリングされた信号 $s_f'(n)$ に作用する。

【0183】[4.2.1 ピッチポストフィルタ] ピッチ(倍音)ポストフィルタは次式で与えられる。

【数53】

★し、 $\gamma_p=0.5$ という値を有する。ピッチ遅延およびピッチ利得は、音声 $\hat{s}(n)$ を $A^{\wedge}(z/\gamma_n)$ でフィルタリングすることによって得られる残差信号 $r^{\wedge}(n)$ から計算される。残差信号 $r^{\wedge}(n)$ は、次式のように、短期ポストフィルタの分子である(第4.2.2節参照)。

【数54】

☆る(送信された)ピッチ遅延の整数部分である。最良の整数遅延は、次式の相関を最大化するものである。

【数55】

第2パスは、 T_0 の周りで分解能 $1/8$ で最良の分数遅延 T を選択する。これは、次式の正規化相関を最大にす*

る遅延を求めることによりなされる。
【数56】

$$R'(k) = \frac{\sum_{n=0}^{39} \hat{r}(n) \hat{r}_k(n)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{39} \hat{r}_k(n) \hat{r}_k(n)}} \quad (81)$$

ただし、 $\hat{r}_k(n)$ は、遅延 k における残差信号である。最適遅延 T が求められた後、対応する相関値がしきい値と比較される。 $R'(T) < 0.5$ の場合、倍音ボストフィルタは、 $g_{pit} = 0$ と設定することによって無※10

※効化される。そうでない場合、 g_{pit} の値は次式から計算される。
【数57】

$$g_{pit} = \frac{\sum_{n=0}^{39} \hat{r}(n) \hat{r}_k(n)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{39} \hat{r}_k(n) \hat{r}_k(n)}}, \quad \text{ただし } 0 \leq g_{pit} \leq 1.0 \text{ に限る} \quad (82)$$

非整数遅延信号 $\hat{r}_k(n)$ は、まず、長さ33の補間フィルタを用いて計算される。 T の選択後、 $\hat{r}_k(n)$ は、より長い長さ129の補間フィルタで再計算される。この新しい信号は、長いほうのフィルタが $R'(T)$ の値を増加させた場合に限り前の値を置き換★

★える。
【0184】 [4. 2. 2 短期ボストフィルタ] 短期ボストフィルタは次式で与えられる。
【数58】

$$H_f(z) = \frac{1}{g_f} \frac{\hat{A}(z/\gamma_n)}{\hat{A}(z/\gamma_d)} = \frac{1}{g_f} \frac{1 + \sum_{i=1}^{10} \gamma_n^i \hat{a}_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{10} \gamma_d^i \hat{a}_i z^{-i}} \quad (83)$$

ただし、 $\hat{A}(z)$ は受信された量子化LP逆フィルタ(LP分析は復号器では行われない)であり、因子 γ_n および γ_d は短期ボストフィルタリングの量を制御し、 $\gamma_n = 0.55$ および $\gamma_d = 0.7$ に設定される。利得項☆

☆ g_f は、フィルタ $\hat{A}(z/\gamma_n)/\hat{A}(z/\gamma_d)$ の打ち切りインパルス応答 $h_f(n)$ に対して計算され、次式で与えられる。
【数59】

$$g_f = \sum_{n=0}^{19} |h_f(n)| \quad (34)$$

【0185】 [4. 2. 3 傾斜補償] 最後に、フィルタ $H_t(z)$ は、短期ボストフィルタ $H_f(z)$ における◆30
◆傾斜を補償し、次式で与えられる。
【数60】

$$H_t(z) = \frac{1}{g_t} (1 + \gamma_t k_1 z^{-1}) \quad (85)$$

ただし、 $\gamma_t k_1$ は傾斜因子であり、 k_1 は $h_f(n)$ に対して計算された第1反射係数であり、次式で与えられ *
【数61】

$$k_1 = -\frac{r_h(1)}{r_h(0)}, \quad r_h(i) = \sum_{j=0}^{19-i} h_f(j) h_f(j+i) \quad (86)$$

利得項 $g_t = 1 - |\gamma_t k_1|$ は、 $H_f(z)$ における g_f の減少効果を補償する。さらに、積フィルタ $H_f(z) H_t(z)$ は一般に利得がないことが示されている。

【0186】 γ_t に対する二つの値が、 k_1 の符号に応じて用いられる。 k_1 が負の場合、 $\gamma_t = 0.9$ であり、 k_1 が正の場合、 $\gamma_t = 0.2$ である。 ※

40※【0187】 [4. 2. 4 適応利得制御] 適応利得制御は、再構成音声信号 $\hat{s}(n)$ とボストフィルタリングされた信号 $s_f(n)$ の間の利得差を補償するために用いられる。現在のサブフレームに対する利得スケール因子 G は次式により計算される。
【数62】

$$G = \frac{\sum_{n=0}^{39} |\hat{s}(n)|}{\sum_{n=0}^{39} |s_f(n)|} \quad (87)$$

ボストフィルタリングされ利得スケールされた信号★ $s f'(n)$ は次式で与えられる。
 $s f'(n) = g(n) s f(n), \quad n = 0, \dots, 39 \quad (88)$

ただし、 $g(n)$ は、サンプルごとに更新され、次式で* *与えられる。

$$g(n) = 0.85g(n-1) + 0.15G, \quad n=0, \dots, 39 \quad (89)$$

$g(-1)$ の初期値は1.0である。

【0188】 [4. 2. 5 高域フィルタリングおよびアップスケーリング] 遮断周波数100Hzにおける高域フィルタが、再構成されポストフィルタリングされた*

※音声 $s f'(n)$ に適用される。このフィルタは次式で与えられる。
【数63】

$$H_{h2}(z) = \frac{0.93980581 - 1.8795834z^{-1} + 0.93980581z^{-2}}{1 - 1.9330735z^{-1} + 0.93589099z^{-2}} \quad (90)$$

【0189】 アップスケーリングは、高域フィルタリングされた出力に因子2を乗じて入力信号レベルを取得することからなる。

【0190】 [4. 3 フレーム消失およびパリティ誤りの隠蔽] ビットストリームにおけるフレーム消失またはランダム誤りによる再構成音声の劣化を縮小するため、復号器に誤り隠蔽手続きが組み込まれている。この誤り隠蔽手続きは、(i) 符号器パラメータのフレーム(10ms フレームに対応する)が消失していると識別されたとき、または(ii) ピッチ遅延インデックスP1に対するパリティビットにチェックサム誤りが生じたときに機能する。後者は、ビットストリームがランダムビット誤りによって破損したときにも起こりうる。

【0191】 パリティ誤りがP1に生じた場合、遅延値 T_1 は前フレームの遅延の値に設定される。 T_2 の値は、この新しい T_1 の値を用いて、第4. 1. 2節で概説した手続きで導出される。連続してパリティ誤りが生じた場合、 T_1 の前の値を1だけインクリメントして使用する。

【0192】 フレーム消失を検出する機構はこの勧告では定義されず、アプリケーションに依存することになる。隠蔽戦略は、前に受信した情報に基づいて現在のフレームを再構成しなければならない。使用される方法は、欠けている励振信号を、類似の特性のうちの一つにより、そのエネルギーを徐々に減衰させながら置換する。これは、長期予測利得に基づく有声分類子を使用することによってなされる。長期予測利得は、長期ボス★

★トフィルタ分析の一部として計算される。ピッチポストフィルタ(第4. 2. 1節参照)は、予測利得が3dBより大きい長期予測子を求める。これは、正規化相関 $R'(k)$ (式(81))に対するしきい値を0.5に設定することによってなされる。誤り隠蔽プロセスに対して、これらのフレームは周期的と分類される。それ以外の場合、フレームは非周期的であると宣言される。消失したフレームは、先行する(再構成された)音声フレームからそのクラスを継承する。注意すべき点であるが、有声分類は、この再構成音声信号に基づいて絶えず更新される。従って、多くの連続する消失フレームに対しては分類は変わることがある。一般に、これは、もとの分類が周期的であった場合にのみ起こる。

【0193】 消失フレームに対してとられる具体的ステップは以下の通りである。

1. LPフィルタパラメータの反復。
2. 適応コードブックおよび固定コードブックの利得の減衰。
3. 利得予測子のメモリの減衰。
4. 置換励振の生成。

【0194】 [4. 3. 1 LPフィルタパラメータの反復] 最後の良好なフレームのLPパラメータが使用される。LSF予測子の状態は、受信符号語 l_i の値を含む。現在の符号語が利用可能でないため、これは、反復されたLSFパラメータ ω_i および予測子メモリから次式により計算される。

【数64】

$$l_i = \frac{\omega_i^{(m)} - \sum_{k=1}^4 m_i^k l_i^{(m-k)}}{1 - \sum_{k=1}^4 m_i^k}, \quad i=1, \dots, 10 \quad (91)$$

【0195】 [4. 3. 2 適応コードブックおよび固定コードブックの利得の減衰] 前の固定コードブック利得の減衰バージョンが使用される。

$$g_c^{(m)} = 0.98g_c^{(m-1)} \quad (92)$$

☆

$$g_p^{(m)} = 0.90g_p^{(m-1)} \text{ かつ } g_p^{(m)} < 0.9 \quad (93)$$

【0196】 [4. 3. 3 利得予測子のメモリの減衰] 利得予測子は、以前に選択されたコードブックのエ

☆適応コードブック利得に対しても同じことが行われる。さらに、クリッピング作用を用いてその値を0.9未満に保つ。

エネルギーを用いる。良好なフレームを受信した後の符号器の滑らかな連続性を可能にするため、利得予測子のメモリは、コードブックエネルギーの減衰バージョンで更新される。現在のサブフレーム n に対する $R^{(n)}$ の値 *

$$\hat{R}^{(n)} = \left(0.25 \sum_{i=1}^4 \hat{R}^{(n-i)} \right) - 4.0 \text{ かつ } \hat{R}^{(n)} \geq -14 \quad (94)$$

【0197】 [4. 3. 4 置換励振の生成] 使用される励振は、周期性分類に依存する。最後に正しく受信したフレームが周期的であると分類された場合、現在のフレームも同様に周期的であるとみなされる。その場合、適応コードブックのみが使用され、固定コードブック寄与は0に設定される。ピッチ遅延は最後に正しく受信したピッチ遅延に基づき、後続の各フレームに対して反復される。過度の周期性を回避するため、遅延は、次のサブフレームごとに1だけ増加されるが、143を限度と*

$$\text{seed} = \text{seed} * 31821 + 13849 \quad (95)$$

seedの初期値は21845である。ランダムなコードブックインデックスは、次の乱数の13個の下位ビットから導出される。ランダムな符号は、次の乱数の4個の下位ビットから導出される。固定コードブック利得は式(92)に従って減衰される。

【0199】 [5 CS-ACELP符号器/復号器のビット精度での記述] 16ビット固定小数点でのCS-ACELP符号器/復号器をシミュレートするANSI CコードがITU-Tから利用可能である。以下の節では、このシミュレーションコードの使用法、および、そのソフトウェアがどのように編成されているかについて概説する。

【0200】 [5. 1 シミュレーションソフトウェアの使用法] Cコードは二つのメインプログラムからなる。coder. cは符号器をシミュレートし、decoder. cは復号器をシミュレートする。符号器は次のように実行される。

coder inputfile bstreamfile
inputfile (入力ファイル) およびoutput★

*は、平均した量子化利得予測誤りを4 dBだけ減衰させたものに設定される。

【数65】

※する。適応コードブック利得は、式(93)に滴って減衰した値に基づく。

10 【0198】 最後に正しく受信したフレームが非周期的であると分類された場合、現在のフレームも同様に非周期的であるとみなされ、適応コードブック寄与は0に設定される。固定コードブック寄与は、コードブックインデックスおよび符号インデックスをランダムに選択することによって生成される。乱数発生器は次の関数に基づく。

★tfile (出力ファイル) は、16ビットPCM信号を含むサンプリングされたデータファイルである。bstreamfile (ビットストリームファイル) は81個の16ビットワードを含む。第1ワードはフレーム消失を示すために使用可能であり、残りの80ワードはそれぞれ1ビットを含む。復号器はこのビットストリームファイルを受け取り、16ビットPCM信号を含むボストフィルタリングされた出力ファイルを生成する。

decoder bstreamfile outputfile

【0201】 [5. 2 シミュレーションソフトウェアの構成] 固定小数点ANSI Cシミュレーションでは、表10に示すように2種類の固定小数点データのみが使用される。シミュレーションコードの実装を容易にするため、ループインデックス、ブール値およびフラグは型Flagを使用する。これは、ターゲットプラットフォームに応じて16ビットまたは32ビットのいずれかとなる。

【表10】

表10: ANSI Cシミュレーションで用いられるデータ型

型	最大値	最小値	説明
Word16	0x7fff	0x8000	16 ビットワードの符号付き2の補数
Word32	0x7fffffffL	0x80000000L	32 ビットワードの符号付き2の補数

【0202】 すべての計算は、あらかじめ定義された基本演算子のセットを用いてなされる。これらの演算子の記述を表11に示す。シミュレーション符号器によって使用されるテーブルを表12に要約する。これらのメイ

ンプログラムは、表13、表14、および表15に要約されるライブラリルーチンを使用する。

【表11】

表 11: ANSI C シミュレーションで用いられる基本演算

演算	説明
Word16 saturate(Word32 L_var1)	16 ビットへの制限
Word16 add(Word16 var1, Word16 var2)	short 加算
Word16 sub(Word16 var1, Word16 var2)	short 減算
Word16 abs_s(Word16 var1)	short 絶対値
Word16 shl(Word16 var1, Word16 var2)	short 左シフト
Word16 shr(Word16 var1, Word16 var2)	short 右シフト
Word16 mult(Word16 var1, Word16 var2)	short 乗算
Word32 L_mult(Word16 var1, Word16 var2)	long 乗算
Word16 negate(Word16 var1)	short 否定
Word16 extract_h(Word32 L_var1)	上位抽出
Word16 extract_l(Word32 L_var1)	下位抽出
Word16 round(Word32 L_var1)	丸め
Word32 L_mac(Word32 L_var3, Word16 var1, Word16 var2)	Mac
Word32 L_msu(Word32 L_var3, Word16 var1, Word16 var2)	Msu
Word32 L_macfs(Word32 L_var3, Word16 var1, Word16 var2)	飽和なし Mac
Word32 L_msufs(Word32 L_var3, Word16 var1, Word16 var2)	飽和なし Msu
Word32 L_add(Word32 L_var1, Word32 L_var2)	long 加算
Word32 L_sub(Word32 L_var1, Word32 L_var2)	long 減算
Word32 L_add_c(Word32 L_var1, Word32 L_var2)	c 付き long 加算
Word32 L_sub_c(Word32 L_var1, Word32 L_var2)	c 付き long 減算
Word32 L_negate(Word32 L_var1)	long 否定
Word16 mult_r(Word16 var1, Word16 var2)	丸め付き乗算
Word32 L_shl(Word32 L_var1, Word32 L_var2)	long 左シフト
Word32 L_shr(Word32 L_var1, Word32 L_var2)	long 右シフト
Word16 shr_r(Word16 var1, Word16 var2)	丸め付き右シフト
Word16 mac_r(Word32 L_var3, Word16 var1, Word16 var2)	丸め付き Mac
Word16 msu_r(Word32 L_var3, Word16 var1, Word16 var2)	丸め付き Msu
Word32 L_deposit_h(Word16 var1)	16 ビット var1-i MSB
Word32 L_deposit_l(Word16 var1)	16 ビット var1-i LSB
Word32 L_shr_r(Word32 L_var1, Word16 var2)	丸め付き long 右シフト
Word32 L_abs(Word32 L_var1)	long 絶対値
Word32 L_sat(Word32 L_var1)	long 飽和
Word16 norm_s(Word16 var1)	short ノルム
Word16 div_s(Word16 var1, Word16 var2)	short 除算
Word16 norm_l(Word32 L_var1)	long ノルム

【表 12】

表 12: テーブルの要約

ファイル	テーブル名	サイズ	説明
tab_hnp.c	tab_hnp_s	28	ポストフィルタのアップサンプリングフィルタ
tab_hnp.c	tab_hnp_l	112	ポストフィルタのアップサンプリングフィルタ
inter_3.c	inter_3	13	相関を補間する FIR フィルタ
pred_1t3.c	inter_3	31	過去の励振を補間する FIR フィルタ
lspcb.tab	lspcb1	128 × 10	LSP 量子化器 (第 1 段)
lspcb.tab	lspcb2	32 × 10	LSP 量子化器 (第 2 段)
lspcb.tab	fg	2 × 4 × 10	LSP VQ における MA 予測子
lspcb.tab	fg_sum	2 × 10	LSP VQ で使用
lspcb.tab	fg_sum_inv	2 × 10	LSP VQ で使用
qua_gain.tab	gbk1	8 × 2	利得 VQ におけるコードブック GA
qua_gain.tab	gbk2	16 × 2	利得 VQ におけるコードブック GB
qua_gain.tab	map1	8	利得 VQ で使用
qua_gain.tab	map1	8	利得 VQ で使用
qua_gain.tab	map2	16	利得 VQ で使用
qua_gain.tab	map2	16	利得 VQ で使用
window.tab	window	240	LP 分析窓
lag_wind.tab	lag_h	10	帯域拡張用ラグ窓 (上位部)
lag_wind.tab	lag_l	10	帯域拡張用ラグ窓 (下位部)
grid.tab	grid	61	LP から LSP への変換におけるグリッド点
inv_sqrt.tab	table	49	逆平方根計算におけるルックアップテーブル
log2.tab	table	33	底が 2 の対数計算におけるルックアップテーブル
lsp_lsf.tab	table	65	LSP と LSF の間の変換のルックアップテーブル
lsp_lsf.tab	slope	64	LSF から LSP への変換における直線の傾き
pow2.tab	table	33	2 ⁿ 計算におけるルックアップテーブル
ecelp.h			固定コードブック検索用プロトタイプ
ldsk.h			プロトタイプおよび定数
typedef.h			型定義

【表 13】

表 13: 符号器に特有なルーチンの要約

ファイル名	説明
acelp_co.c	固定コードブックを探索
autocorr.c	LP 分析のため自己相関を計算
az_lsp.c	LP 係数から LSP を計算
cod_ld8k.c	符号器ルーチン
convolve.c	畳込み演算
corr_xy2.c	利得量子化のため相関項を計算
enc_lag3.c	適応コードブックインデックスを符号化
g_pitch.c	適応コードブック利得を計算
gainpred.c	利得予測子
int_lpc.c	LSP の補間
inter_3.c	分数遅延補間
lag_wind.c	ラグ窓
levinson.c	レヴィンソン再帰
lspand.c	LSP 符号化ルーチン
lspgetq.c	LSP 量子化器
lspgett.c	LSP 量子化器返みを計算
lspgetw.c	LSP 重みを計算
lsplost.c	LSP MA 予測子を選択
lsppra.c	第 1 LSP コードブック前選択
lspprev.c	LSP 予測子ルーチン
lspsel1.c	第 1 般 LSP 量子化器
lspsel2.c	第 2 般 LSP 量子化器
lspstab.c	LSP 量子化器の安定性テスト
pitch_fr.c	閉ループピッチ探索
pitch_ol.c	開ループピッチ探索
pre_proc.c	前処理 (高域フィルタリングおよびスケールリング)
pwf.c	知覚的加重係数の計算
qua_gain.c	利得量子化器
qua_lsp.c	LSP 量子化器
relapwe	LSP 量子化器

【表 14】

表 14: 復号器に特有なルーチンの要約

ファイル名	説明
d_lsp.c	LP 情報を復号
de_acelp.c	代数的コードブックを復号
dec_gain.c	利得を復号
dec_lag3.c	適応コードブックインデックスを復号
dec_ld8k.c	復号器ルーチン
lspdec.c	LSP 復号ルーチン
post_pro.c	後処理 (高域フィルタリングおよびスケールリング)
pred_lt3.c	適応コードブックの生成
pst.c	ポストフィルタルーチン

【表 15】

表 15: 一般ルーチンの要約

ファイル名	説明
basicop2.c	基本演算
bits.c	ビット操作ルーチン
gainpred.c	利得予測子
int_lpc.c	LSP の補間
inter_3.c	分數遅延補間
lsp_az.c	LSP 係数から LP を計算
lsp_lsf.c	LSP と LSF の間の変換
lsp_lsf2.c	LSP と LSF の間の高精度変換
lspexp.c	LSP 係数の展開
lspstab.c	LSP 量子化時の安定性テスト
p_parity.c	ピッチパリティを計算
pred_lt3.c	適応コードブックの生成
random.c	乱数発生器
residu.c	残差信号を計算
syn_filt.c	合成フィルタ
weight_a.c	帯域拡張 LP 係数

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明によって改良された G. 729 草案復号器のブロック図である。

【図 2】図 1 に示した本発明の実施例を使用した無線通信システムの実施例の図である。

【図 3】CELP 合成モデルの概略ブロック図である。

【図 4】CS-ACELP 符号器における信号フローの図である。

【図 5】CS-ACELP 復号器における信号フローの図である。

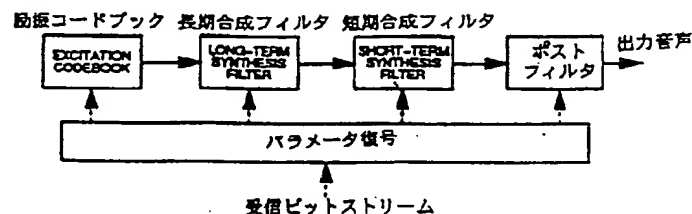
【図 6】LP 分析における窓の図である。異なる陰影パターンは対応する励振および LP 分析フレームを識別する。

【符号の説明】

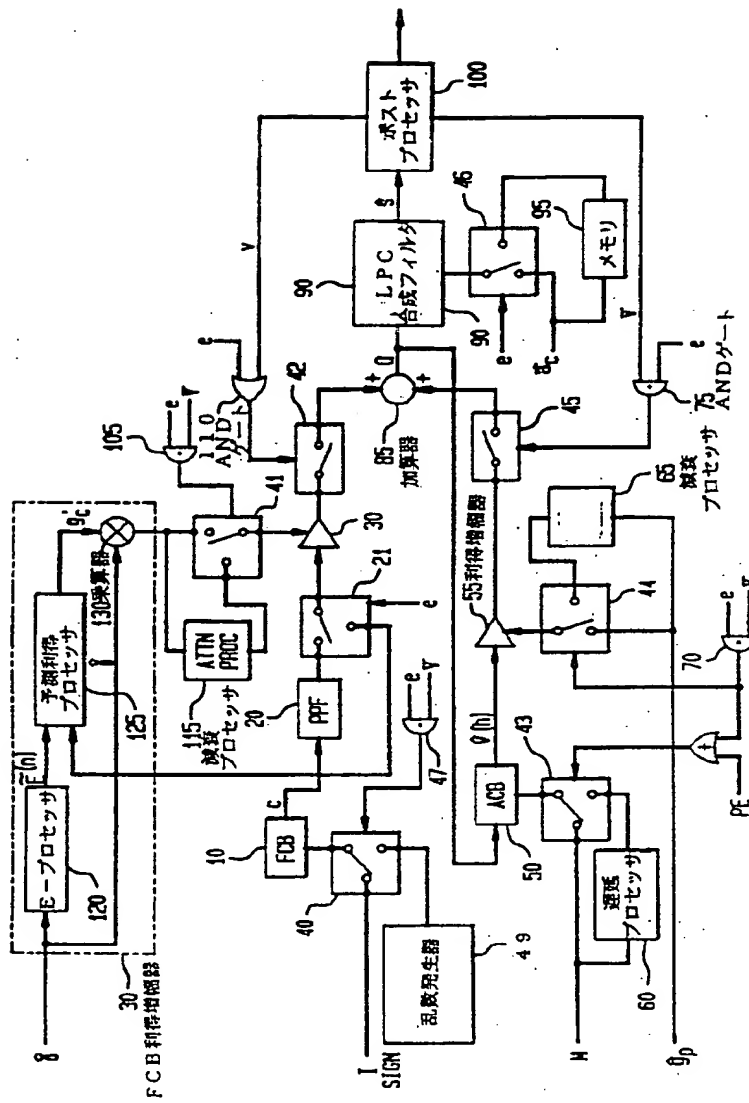
- 10 FCB
- 20 ピッチ予測フィルタ (PPF)
- 21 スイッチ
- 30 FCB 利得増幅器

- 40 スイッチ
- 41 スイッチ
- 42 スイッチ
- 43 スイッチ
- 44 スイッチ
- 45 スイッチ
- 46 スイッチ
- 47 ゲート
- 49 乱数発生器
- 10 50 ACB
- 55 利得増幅器
- 60 遅延プロセッサ
- 65 減衰プロセッサ
- 75 ANDゲート
- 85 加算器
- 90 LPC 合成フィルタ
- 95 メモリ
- 100 ポストプロセッサ
- 110 ANDゲート
- 20 115 減衰プロセッサ
- 120 コードベクトル予測エネルギー (E-) プロセッサ
- 125 予測利得プロセッサ
- 130 乗算器
- 250 増幅器
- 600 送信機
- 610 音声符号器
- 620 チャネル符号器
- 630 変調器
- 30 640 無線送信回路
- 700 受信機
- 710 無線受信回路
- 720 復調器
- 730 チャネル復号器
- 740 音声復号器

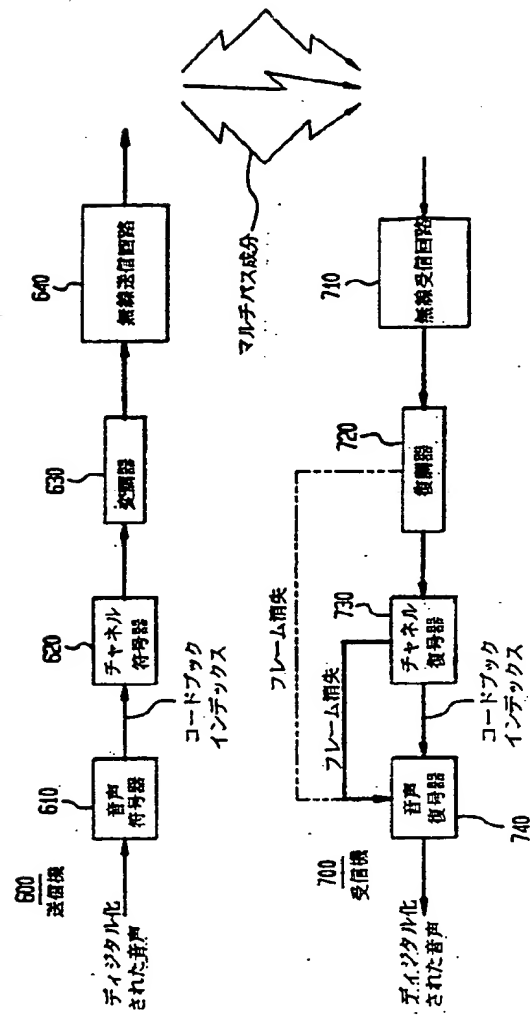
【図 3】



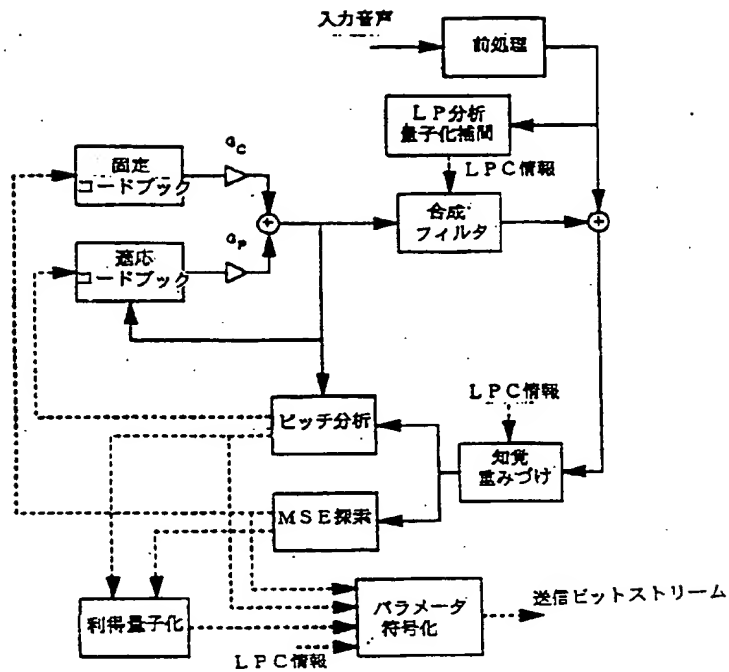
【図1】



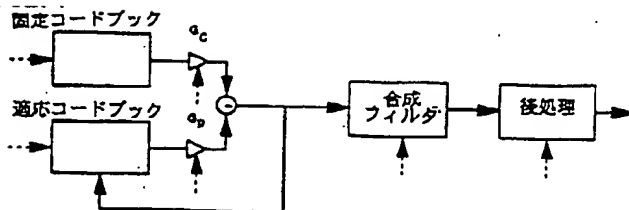
【図2】



【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 エイア ショーハム
 アメリカ合衆国, 07060 ニュージャージ
 ー, ワッチャング, ジョンストン ドライ
 ブ 645

This Page Blank (uspto)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER: _____**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

This Page Blank (uspto)